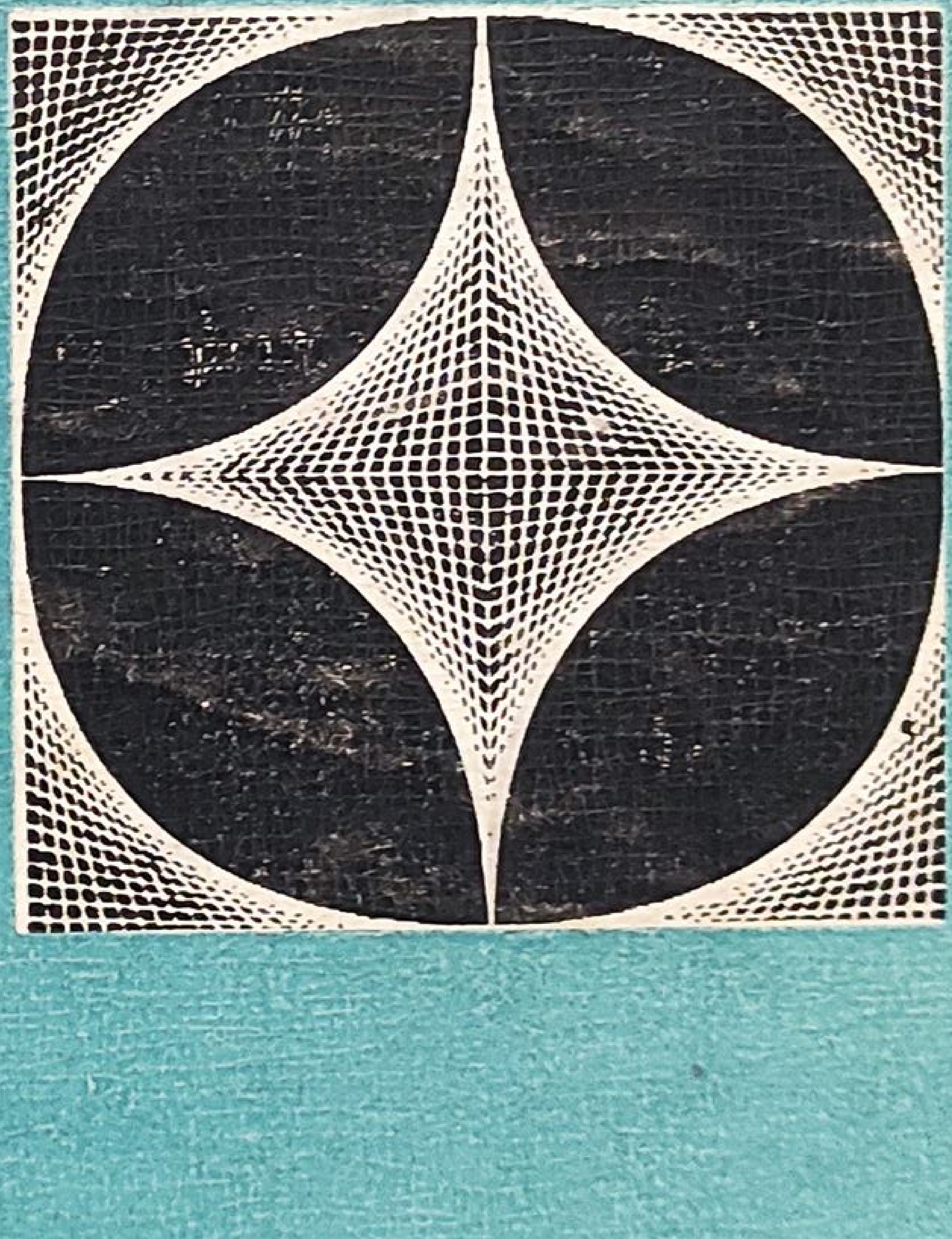
Tehnologie electronică



EDITURA DIDACTICĂ ŞI PEDAGOGICĂ – BUCUREŞTI, 1984

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

Prof. dr. ing. VASILE M. CĂTUNEANU
Șef lucrări dr. ing. PAUL I. SVASTA
(coordonatori)

ș.l. ing. OVIDIU DRAGOMIRESCU
ș.l. ing. MARIETA DRAGOMIRESCU
ș.l. dr. ing. DANA GAVRILESCU
as. ing. DOINA MORARU
ș.l. ing. MIHAI NEMEȘ
ș.l. dr.ing. PAUL ȘCHIOPU
as. ing. SIMONA VASILESCU
as. ing. VIRGIL GOLUMBEANU
ș.l. dr. ing. VLAD CEHAN
ș.l. dr. ing. IOAN BACIVAROF
as. ing. MIHAELA MIHUȚ
as. ing. DUMITRU ARMULESCU

Tehnologie electronică

Ediția a doua

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI

PREFAȚĂ

Preocuparea principală a tehnologiei este creșterea cu cheltuieli minime a calității produselor și fiabilității aparatelor și instalațiilor. Pentru obținerea de tehnologii de înaltă productivitate este neapărat necesară abordarea tehnologică a produselor încă din faza de concepție. Aceasta înseamnă nu numai depășirea greutăților legate de realizarea tehnică în sine și găsirea procedeelor optime de fabricație, ci și crearea bazei unei automatizări a proceselor.

Industria electronică, ramură industrială de vîrf, are o serie de particularități care implică pentru producător înțelegerea profundă a unor proprietăți ale materialelor și componentelor, a comportării acestora în funcționare, în timp și în condiții concrete de lucru. Tot mai mult se face necesară, în procesul de producție, mîna de lucru cu calificare superioară.

Inginerului electronist nu i se cere numai concepție și muncă de organizare, ci i se cere totodată să știe să efectueze operații tehnologice în procesul de producție pe baza unei înțelegeri perfecte a unor fenomene și procese de o subtilitate deosebită. Pentru ca studentul să poată ajunge la o asemenea performanță, trebuie să se pregătească simultan atît ca inginer, cît și ca matematician, fizician, chimist. Pregătirea succesivă în diferitele domenii n-a dat satisfacție. De aceea, în ultimul deceniu s-a trecut la sistemul de pregătire integrată a studentului în toate aceste domenii. Rezultatele obținute sînt net superioare, mai ales în contextul integrării învățămîntului superior cu cercetarea științifică și producția.

Disciplinei „Tehnologie electronică", prin poziția sa în planul de învățămînt, îi revine sarcina plină de răspundere de a orienta gîndirea studentului, încă din primii ani de studii, în sens interdisciplinar, asupra unor probleme fundamentale ale electronicii, îmbinînd armonios aspectele teoretice cu cele practice. Studentul este pus în situația de a se introduce în problematica viitoarei meserii încă de la începutul facultății, aprofundînd, în paralel, întreaga pregătire fundamentală și tehnică generală. Această strategie a învățămîntului este aplicată de multă vreme cu succes în domenii clasice de pregătire superioară, ca de exemplu în domeniul mecanicii, chimiei, metalurgiei, medicinei etc.

Industria electronică fiind de dată mai recentă, pregătirea specialiștilor electroniști a fost proiectată ca specializare derivînd din profilul electric, a cărei pregătire fundamentală și tehnică generală se statuase în sensul cerințelor industriei electrotehnice. Întreaga fenomenologie cu care se întîlnește în viața profesională inginerul electronist are însă un grad de generalitate care subordonează fenomenele particulare întîlnite de inginerul electrotehnician.

Disciplina „Tehnologie electronică" a fost construită astfel încît să ajute studentul ca, pornind de la analiza cazurilor particulare să abordeze fenomenolo-

gia în toată generalitatea sa, contribuind astfel la creşterea eficienţei pregătirii studenţilor la disciplinele următoare, în condiţiile păstrării aceleiaşi durate de studii. Desigur că această strategie este încurajată de nivelul ridicat al pregătirii absolvenţilor de liceu în domeniul matematicii, fizicii şi chimiei, care oferă o bună bază de plecare pentru o iniţiere eficace în domeniul tehnologiei electronice.

În lume se conturează tot mai mult tendinţa de extindere a unui asemenea punct de vedere la pregătirea fundamentală şi de cultură tehnică generală a tuturor inginerilor electricieni.

Pe de altă parte, studiul tehnologiei electronice în primii ani ai facultăţii se face cu atît mai necesar cu cît această disciplină ajută pe studenţi în abordarea conştientă a activităţilor productive pe care aceştia le desfăşoară în concordanţă cu concepţia de integrare a învăţămîntului superior cu producţia şi cu cercetarea ştiinţifică.

Colectivul de autori s-a străduit să traducă în fapt indicaţia conducerii superioare de partid şi de stat cu privire la îmbunătăţirea pregătirii tehnologice a inginerilor electronişti.

Lucrarea de faţă începe cu prezentarea concepţiilor actuale în ingineria electronică.

Următoarele trei capitole prezintă componentele pasive de circuit (rezistorul, condensatorul şi bobina). Se insistă asupra caracteristicilor şi se prezintă comparativ tehnologiile de fabricare şi comportarea în circuit a componentelor descrise. Este prezentată, de asemenea, ponderea, din punctul de vedere al fiabilităţii, a fiecărui tip de componentă ce alcătuieşte un ansamblu electronic.

Capitolul 5 tratează circuitele simple cu componente pasive (circuitele oscilante serie şi derivaţie, circuitele oscilante cuplate şi prezintă principalele aplicaţii practice ale acestora.

În capitolul 6 sînt explicate proprietăţile electrice fundamentale ale materialelor semiconductoare, cu prezentări ale principiilor de funcţionare ale diodei semiconductoare cu joncţiuni şi tranzistorului, în vederea fundamentării tehnologiilor microelectronice şi înţelegerii comportării în circuit a dispozitivelor electronice.

Ultimul capitol înfăţişează tehnologiile subansamblurilor şi oferă studenţilor o bază teoretică pentru înţelegerea proceselor întîlnite în timpul lucrărilor de laborator şi al practicii din întreprinderile productive.

Lucrarea reprezintă un manual unic, care se adresează studenţilor din anii I şi II ai facultăţilor şi secţiilor de Electronică şi Telecomunicaţii din institutele de învăţămînt superior din ţară.

Autorii sînt recunoscători profesorului dr. docent Vasile Corlăţeanu pentru observaţiile şi propunerile făcute cu ocazia recenzării atente a manuscrisului.

Tuturor celor care prin observaţii şi propuneri contribuie la îmbunătăţirea prezentei lucrări în vederea unei viitoare ediţii le mulţumim anticipat.

Se cuvine să adresăm mulţumirile noastre Editurii Didactice şi Pedagogice, care a sprijinit colectivul de autori în vederea elaborării prezentei lucrări.

Trebuie remarcat aportul redactorului lucrării, ing. M. Ursea, care a depus un efort deosebit pentru ca lucrarea să apară în condiţii corespunzătoare.

Prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU

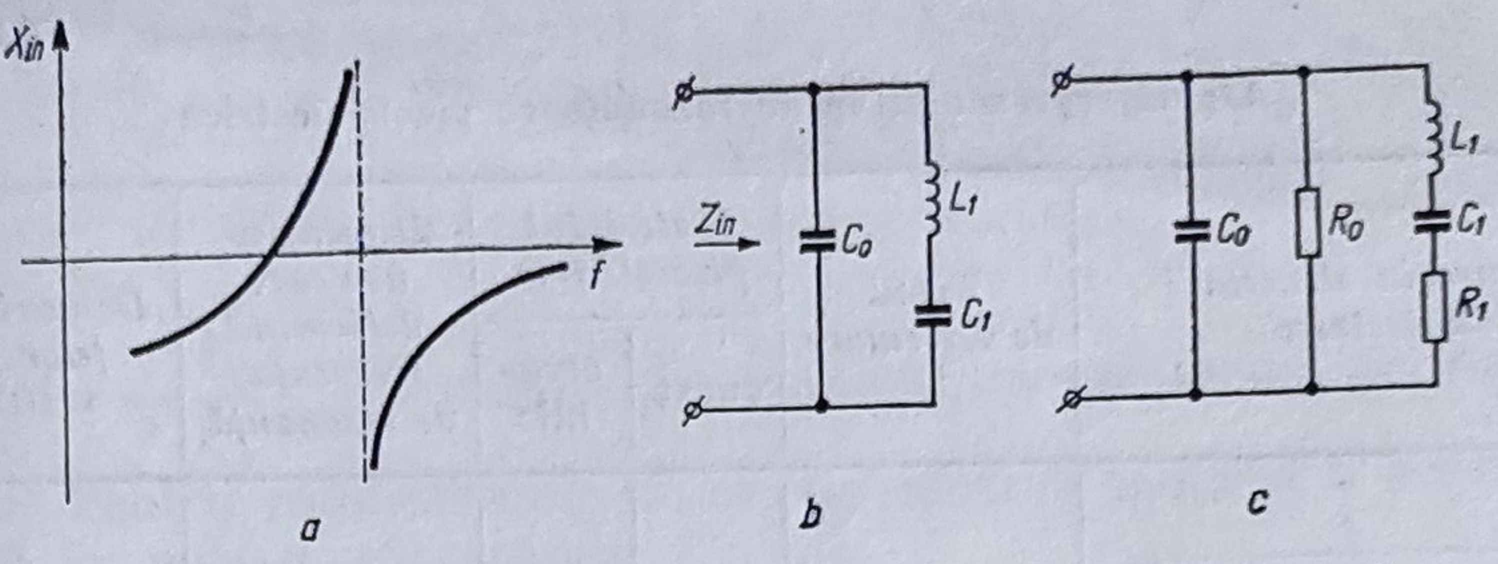


Fig. 5.28. Răspunsul în frecvență al rezonatorului piezoelectric în apropierea rezonanței (*a*) și schemele echivalente corespunzătoare fără pierderi (*b*) și cu pierderi (*c*).

● **Schema echivalentă.** Dacă se neglijează pierderile de putere activă în dispozitiv, reactanța de intrare X_{in} a rezonatorului are dependența de frecvență din figura 5.28, *a*. Rezultă schema echivalentă din figura 5.28, *b*, unde C_0 este capacitatea electrică prezentată de rezonator dacă se împiedică oscilația elastică, iar brațul serie L_1C_1 modelează electric rezonanța elastică. Uzual trebuie adăugată și rezistența R_1, determinată de energia mecanică disipată în dispozitiv datorită viscozității interne a materialului piezoelectric, și respectiv R_0, rezistență electrică echivalentă pierderilor de putere activă de natură dielectrică, obținîndu-se schema completă din figura 5.28, *c*.

● **Performanțele** rezonatoarelor piezoelectrice au determinat utilizarea lor ca circuite rezonante serie și derivație în domeniul de frecvență 10^4 — 10^8 Hz, înlocuind circuitele LC. Aplicînd transformările de rețele electrice Norton, rezultă echivalențele din figura 5.29, ușor de manevrat. Performanțele rezonatoarelor piezoelectrice, respectiv valorile elementelor echivalente C_0, R_0, C_1R_1, L_1 depind de tipul constructiv considerat și de materialul utilizat, respectiv de modul de excitare electrică și de direcția și tipul undei elastice generate. Principalele materiale utilizate pentru realizarea rezonatoarelor sînt cuarțul monocristalin și ceramica policristalină de tip PZT. Tabelul 5.3 sintetizează principalele structuri de rezonatoare piezoelectrice.

Rezonatoarele piezoelectrice de cuarț se caracterizează printr-o foarte mare stabilitate temporală și cu temperatura a frecvenței de rezonanță (comparativ cu cea a circuitelor clasice LC). Valorile tipice sînt de ordinul 10^{-5}—10^{-3}%/an și respectiv 10^{-8}—10^{-9}K^{-1}. Factorii de calitate echivalenți sînt de asemenea foarte mari (10^4—10^6).

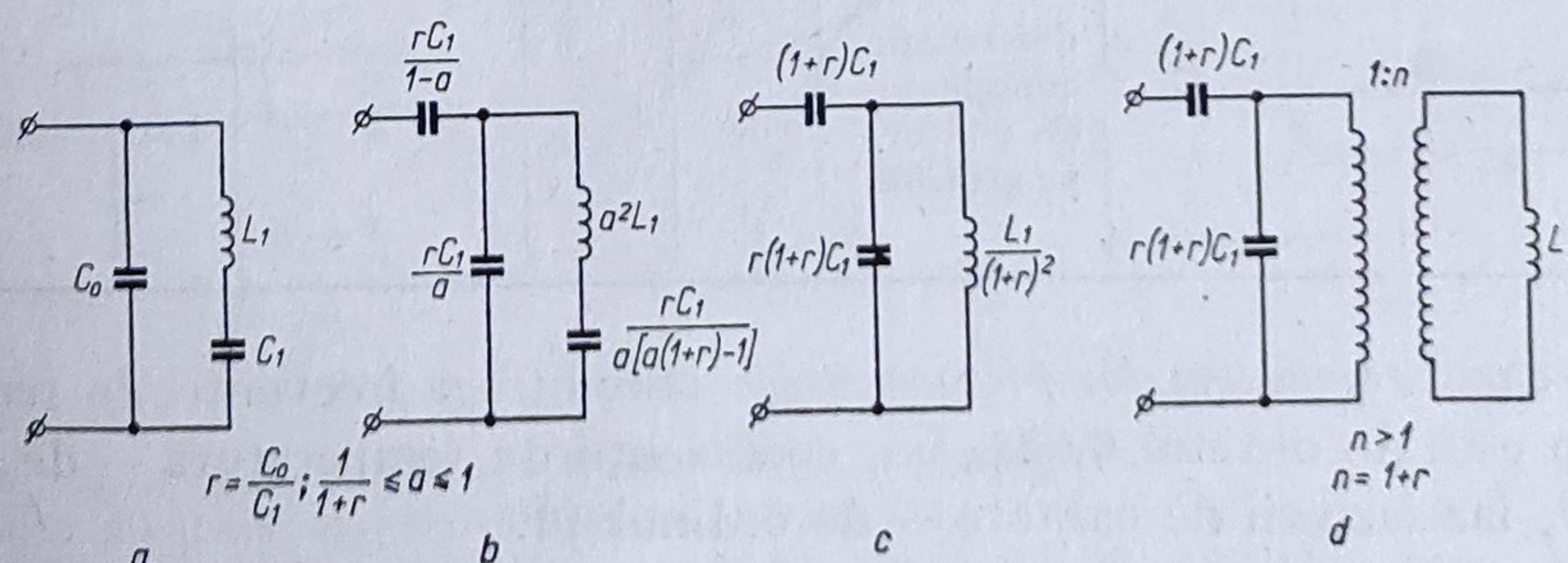
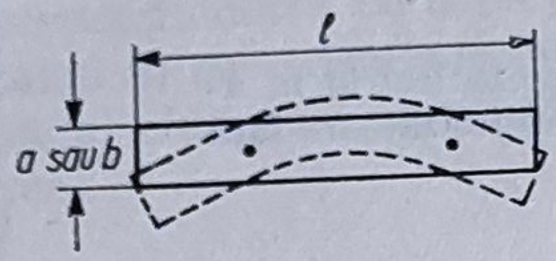
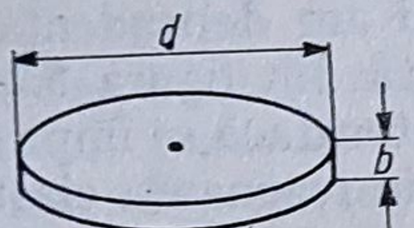
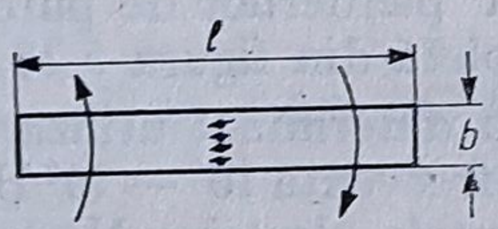
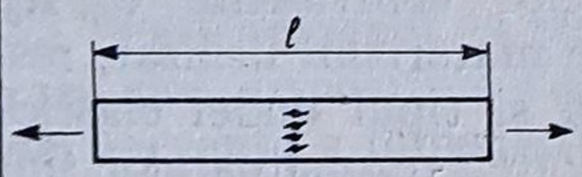
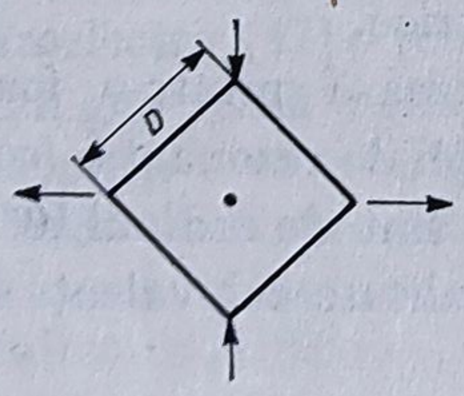
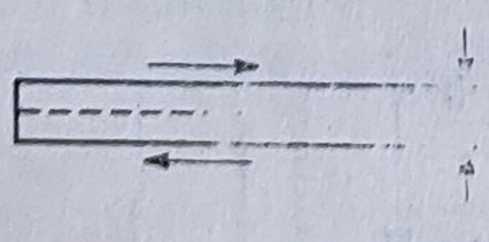


Fig. 5.29. Scheme echivalente ale rezonatorului piezoelectric.

Tipuri reprezentative de rezonatoare pieozoelectrice

Configurația structurii piezoelectrice	*Tipul de deformare*	*Materialul piezoelectric* cuarț	cera-mic	*Dimensiunea care determină frecvența de rezonanță*	*Domeniul frecvențelor de lucru*
	deformare de încovoiere	da	da	*l, a* sau *l, b*	30 kHz – 60 kHz
	deformare planară	da	da	*d, b*	60 kHz – 600 kHz
	deformare de torsiune	—	da	*l,b*	60 kHz – 300 kHz
	deformare de alungire-contracție	da	da	*l*	60 kHz – 500 kHz
	deformare complexă de contur de suprafață	da	—	*a*	300 kHz – 1 MHz
	deformație complexă de contur pe grosime	da		*b*	1 MHz – 100 MHz

În cazul *rezonatoarelor piezoceramice*, stabilitatea frecvenței de rezonanță în timp este de ordinul 0,02%/an, coeficienții de temperatură — de ordinul $10^{-5}K^{-1}$, iar factorii de calitate — de ordinul 10^3.

Valorile uzuale ale elementelor schemei echivalente discrete au următorul ordin de mărime: $L_1 \sim$ unități H, $C_1 \sim$ zecimi de picofarad, $C_0 \sim 1 - 10^2$ pF,

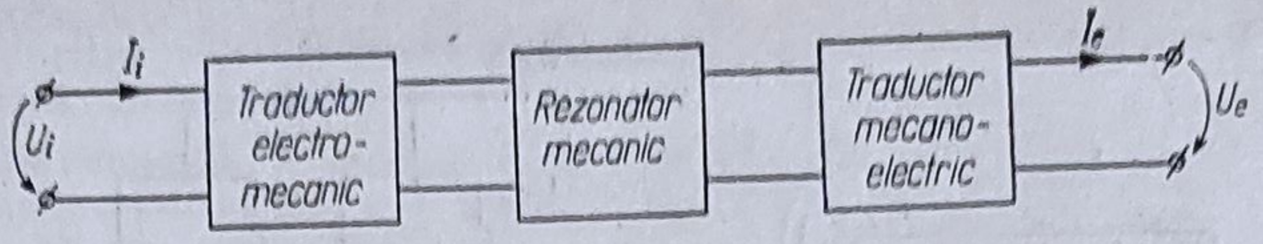


Fig. 5.30. Structură de circuit selectiv.

iar raportul $r = \frac{C_0}{C_1}$ are o valoare determinată de parametrii de material caracteristici. Pentru rezonatoarele de cuarț valoarea minimă a acestui raport este de 125, iar pentru cele ceramice 20—30.

● **O variantă a rezonatoarelor piezoelectrice** utilizată îndeosebi la frecvențe mici o constituie structura care conține două elemente distincte: *rezonatorul elastic propriu-zis* și un *traductor piezoelectric discret* care are rolul de a genera unda elastică necesară (fig. 5.30).

5.6.1.2. REZONATORUL PIEZOMAGNETIC

Un alt dispozitiv electronic cu impedanță electrică de intrare puternic dependentă de frecvență este rezonatorul piezomagnetic (fig. 5.31).

● **Funcționare.** El este realizat dintr-o bară de ferită și o bobină care, excitată electric, generează un cîmp magnetic sub acțiunea căruia prin efect piezomagnetic punctele materiale ale barei vibrează.

● În regiunea rezonanței mecanice a barei, reactanța de intrare prezintă dependența din figura 5.31, *b*, rezultînd **schema echivalentă** a dispozitivului din figura 5.31, *c*, în care L_0 este inductanța bobinei de comandă, iar circuitul derivație L_1C_1 modelează rezonanța elastică.

○ **Notă.** Și în acest caz poate fi realizată varianta discretă (fig. 5.32), în care bara de ferită joacă rolul de traductor magnetomecanic generînd oscilații mecanice în rezonatorul mecanic disc. Deformația barei este de alungire-contracție, iar a discului — de încovoiere.

Prin cuplarea electrică în serie sau derivație a acestor rezonatoare pot fi realizate circuite selective cu diferite caracteristici de frecvență.

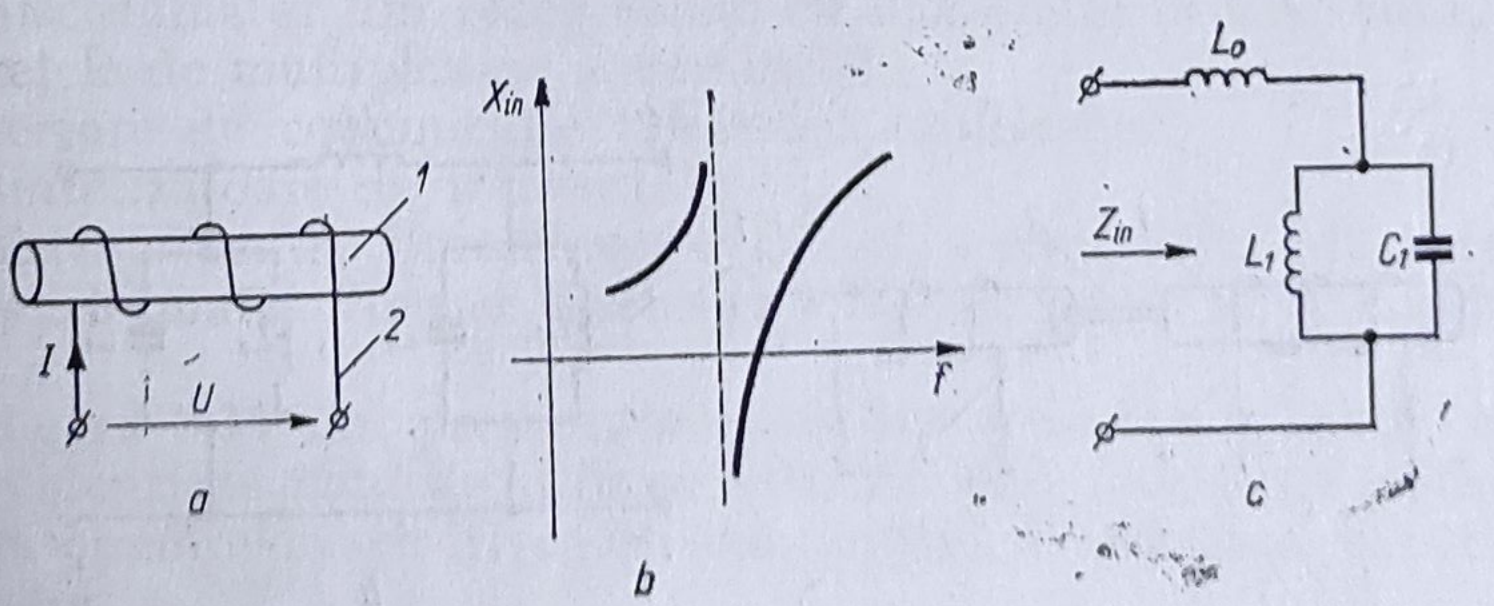


Fig. 5.31. Rezonator piezomagnetic:
1 — bară de ferită piezomagnetică; 2 — bobină de comandă. *a* — structura fizică; *b* — variația reactanței cu frecvența; *c* — schema electrică echivalentă.

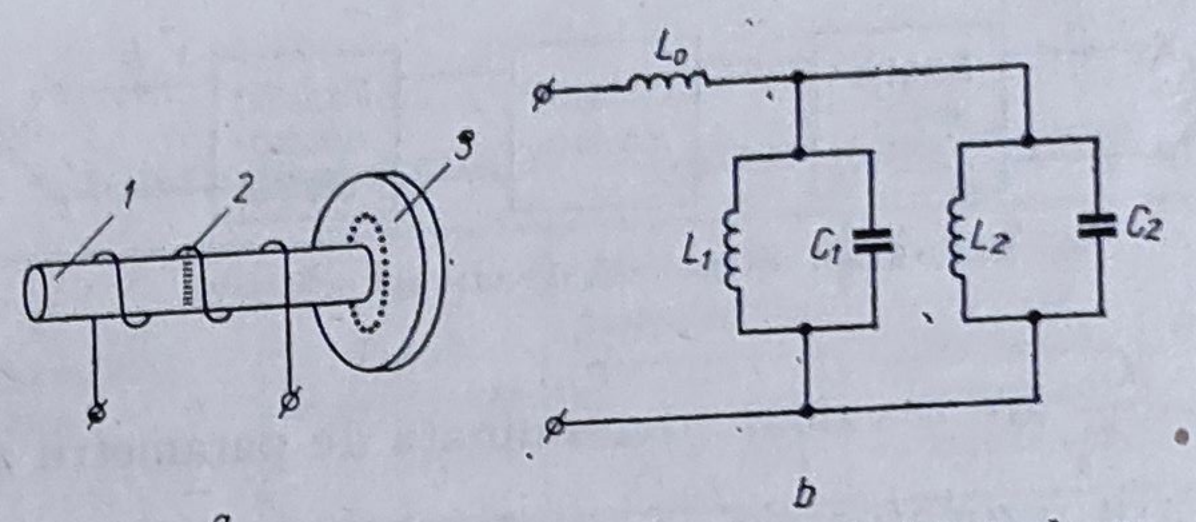


Fig. 5.32. Circuit selectiv piezomagnetic (*a*) și schema sa echivalentă (*b*):

1 — bară de ferită; 2 — bobină de excitație; 3 — disc rezonant mecanic (punctele ridică nodurile de vibrație).

● **O altă familie de circuite selective** dezvoltate relativ recent se obține prin punerea în contact a două sau mai multe rezonatoare mecanice, care lucrează ca un sistem de oscilatori mecanici cuplați; în acest caz oscilația generată într-un rezonator se propagă excitînd direct celălalt rezonator. Varianta piezoelectrică, numită și filtru „monolitic", are structura și schema echivalentă din figura 5.33, iar cea piezomagnetică este prezentată în figura 5.34.

Aceste circuite selective se caracterizează prin lipsa modurilor de vibrație parazite, ceea ce asigură o tranziție rapidă de la banda de trecere la banda de oprire.

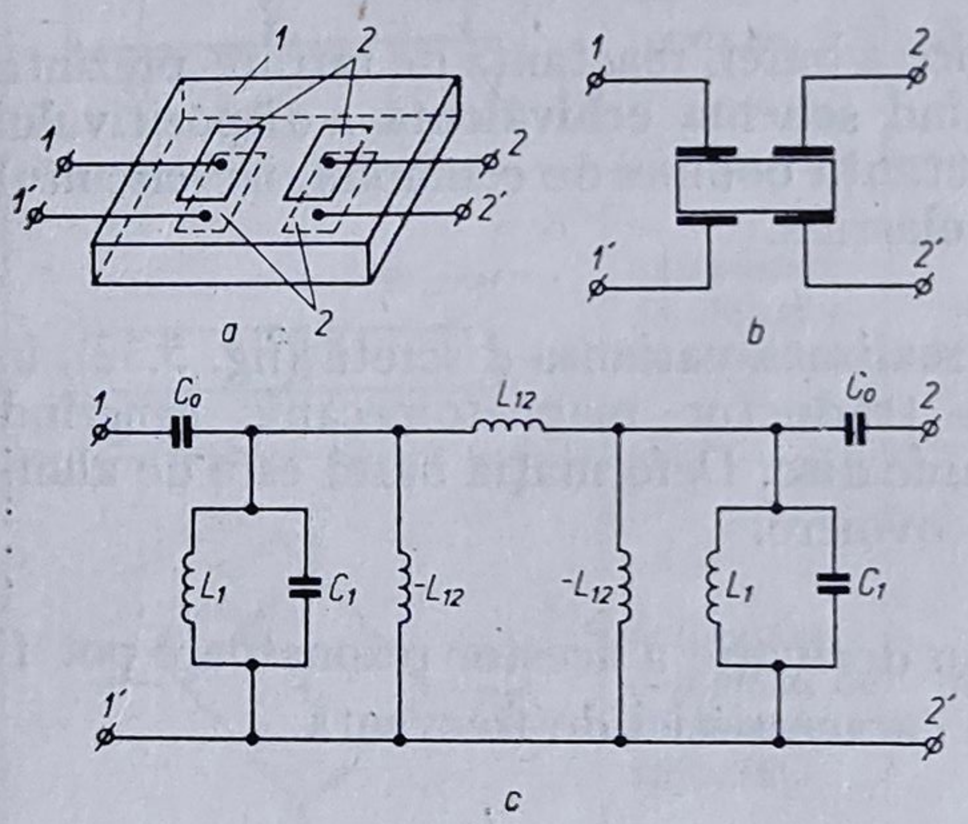


Fig. 5.33. Structura (*a*), simbolul (*b*) și schema echivalentă ale filtrului monolitic piezoelectric (*c*):

1 — placă de cuarț; 2 — depuneri metalice.

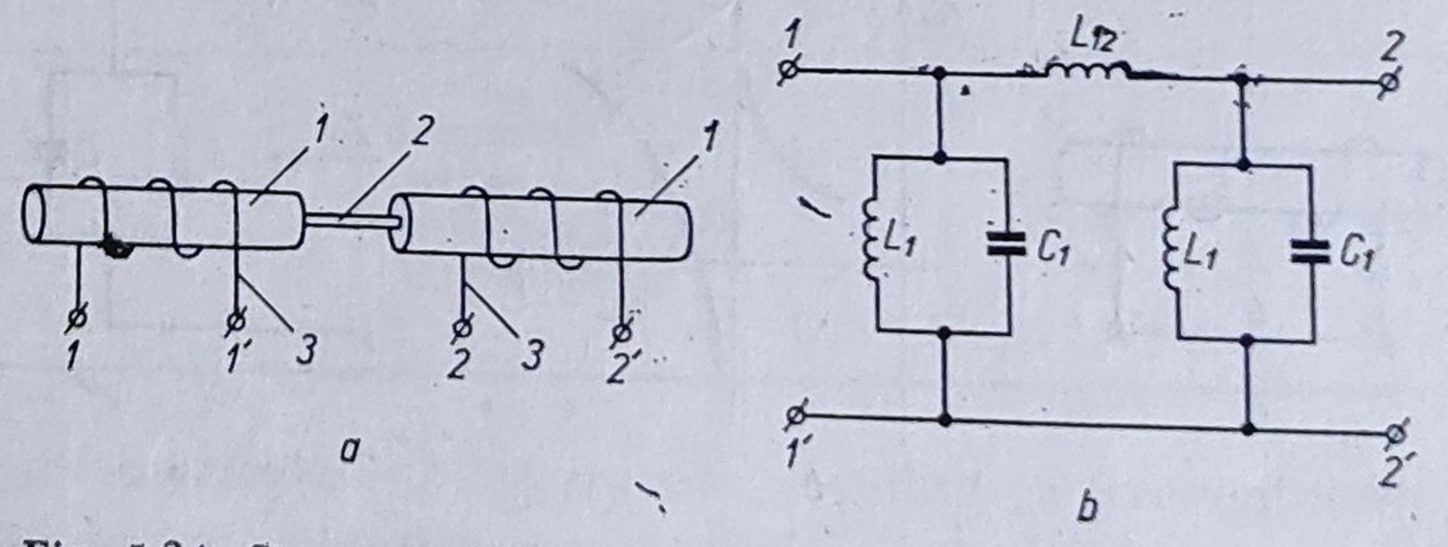


Fig. 5.34. Structura (*a*) și schema echivalentă (*b*) pentru un filtru monolitic piezomagnetic:

1 — bare de ferită; 2 — sîrmă de cuplaj mecanic; 3 — bobine de excitație și culegere a semnalului.

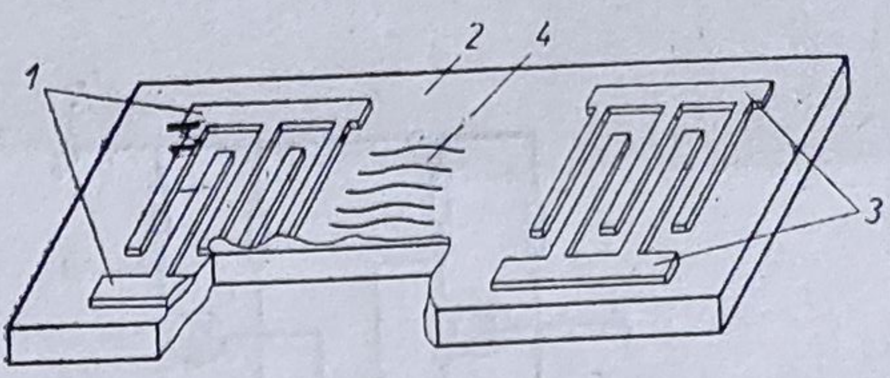


Fig. 5.35. Dispozitiv piezoelectric cu undă elastică de suprafață:
1 — traductor de comandă; *2* — substrat piezoelectric; *3* — traductor de ieșire; *4* — undă elastică de suprafață.

5.6.2. DISPOZITIVE CU UNDĂ ELASTICĂ DE SUPRAFAȚĂ

Dispozitivele piezoelectrice cu undă elastică de suprafață constituie o familie de dispozitive funcționale produsă la scară industrială în ultimul deceniu. Spre deosebire de familiile de dispozitive prezentate anterior, în cazul dispozitivelor piezoelectrice cu undă elastică de suprafață oscilația punctelor materiale are amplitudine semnificativă numai pentru o grosime din cristal de ordinul lungimii de undă (μm — zeci de μm), iar unda elastică corespunzătoare se propagă practic la suprafața substratului.

Principiul de funcționare al unui astfel de dispozitiv este următorul (fig. 5.35): un traductor piezoelectric de intrare (realizat dintr-o structură metalică interdigitală) transformă energia electrică de comandă în oscilația punctelor materiale de la suprafața substratului piezoelectric, care se propagă sub formă de undă elastică polarizată eliptic pînă în dreptul traductorului piezoelectric de ieșire (cu o structură similară cu a celui de intrare), unde este convertită în energie electrică.

5.6.3. UTILIZAREA DISPOZITIVELOR FUNCȚIONALE

Dispozitivele funcționale prezentate au căpătat la ora actuală o dezvoltare deosebită, ele fiind utilizate pe scară largă într-o serie de aplicații. Datorită performanțelor electrice deosebite, structurii constructive simple, robusteții, ceea ce conferă largi aplicații atît în aparatura profesională cît și în cea de larg consum, dispozitivele menționate tind să înlocuiască realizarea circuitelor selective pe baza structurilor bobină-condensator.

În ideea celor prezentate mai sus, pot fi enumerate o serie de domenii de întrebuințare a dispozitivelor funcționale:

— filtre trece-bandă de bandă îngustă sau largă din receptoarele radio și TV (de exemplu, filtrul din etajul de frecvență intermediară; 455 kHz, respectiv 10,7 MHz);
— oscilatoare de radiofrecvență;
— discriminator din receptoarele cu modulație în frecvență;
— rețele de multiplexare stereofonică;
— sertare de comunicație telefonică multicanal;
— sintetizatoare de frecvență;
— sisteme pentru procesarea analogică a semnalelor (de exemplu, realizarea transformatei Fourier discrete, a transformatei Z, a funcției de corelație etc.).

În figura 5.36 sînt prezentate unele dintre aceste aplicații, iar în figura 5.37 se evidențiază gama de utilizare a diferitelor dispozitive funcționale pentru realizarea circuitelor selective, în comparație cu utilizarea structurii bobină-condensator.

Această gamă largă de aplicații a dispozitivelor electronice funcționale se datorează unei serii de avantaje tehnico-economice prezentate de aceste dispozitive comparativ cu circuitele selective *LC* clasice și cu circuitele selective active: bandă de trecere foarte îngustă, factor de calitate foarte mare,

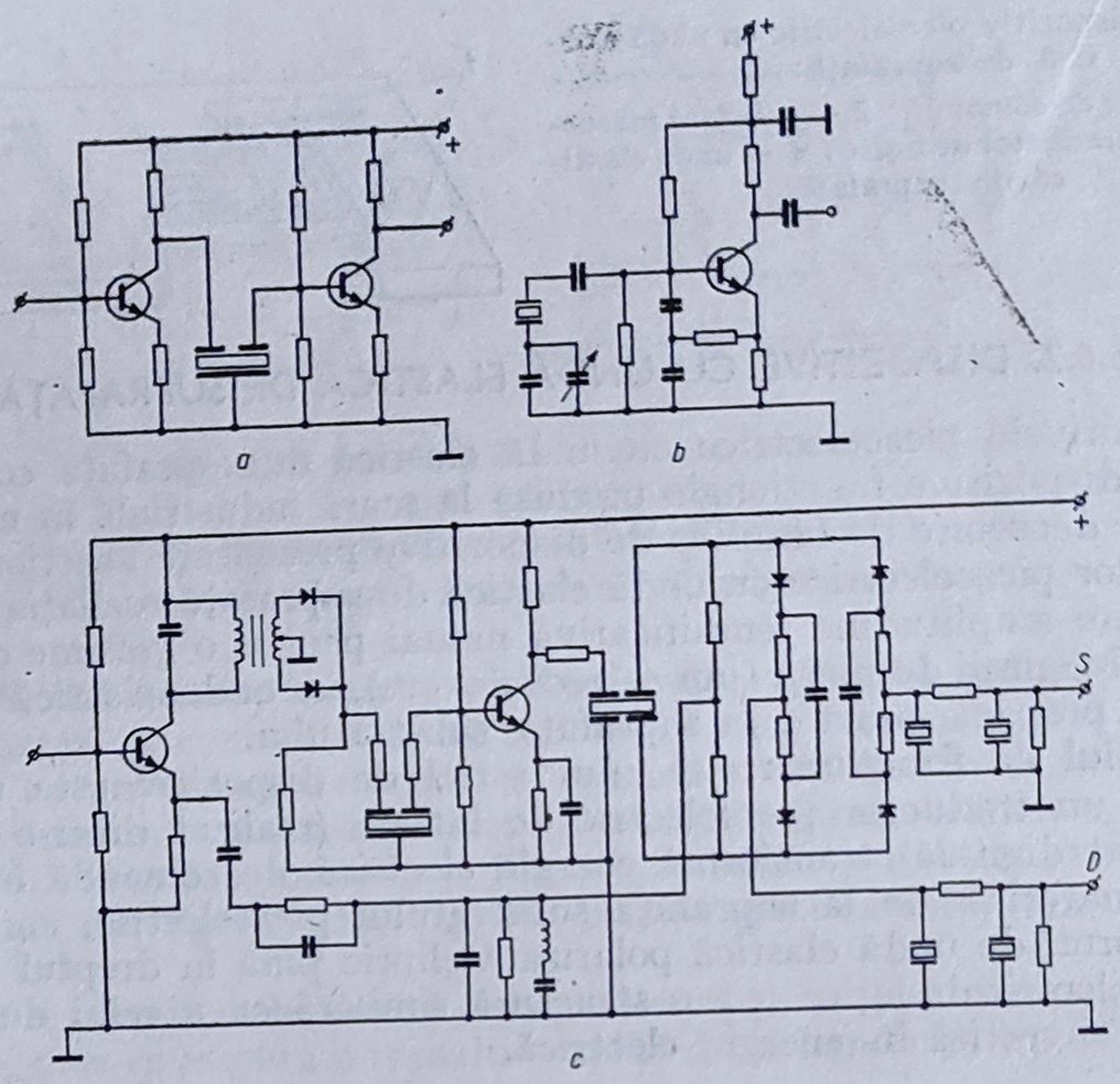


Fig. 5.36. Aplicații ale dispozitivelor funcționale în circuite selective: *a* — filtru de frecvență intermediară; *b* — oscilator cu rezonator de cuarț în domeniu de frecvență 1 — 25 MHz; *c* — multiplexor stereofonic.

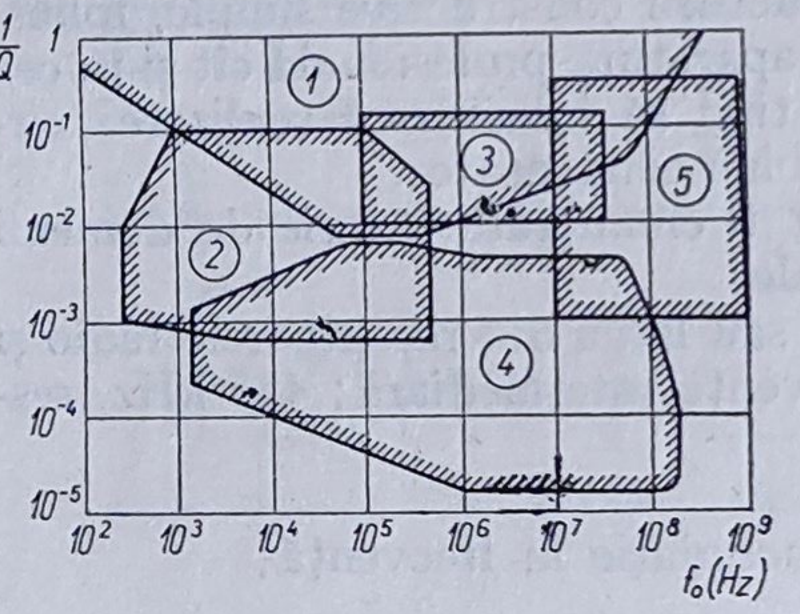


Fig. 5.37. Domenii de utilizare a diferitelor circuite selective:

1 — filtre *LC*; *2* — filtre electro-mecanice; *3* — filtre piezoceramice; *4* — filtre cu cuarț; *5* — filtre cu undă elastică de suprafață.

stabilitate cu temperatura și îmbătrînire mult mai bune, lipsa semnalelor parazite și a zgomotului intern, dimensiuni mult mai mici pentru o aceeași funcțiune de circuit și cost relativ scăzut, tehnologie de montare mult simplificată. Toate aceste elemente permit realizarea unor echipamente electronice cu performanțe superioare și respectiv cu dimensiuni și cost reduse. Proiectarea și realizarea dispozitivelor funcționale sînt însă mai complexe decît în cazul circuitelor selective *LC*; sînt implicate tehnologii noi, inexistente la circuitele pasive *LC* ca, de exemplu, sudura metal pe cristal, creștere de monocristale, depunere de pelicule metalice în vid etc. Din această cauză dispozitivele funcționale se folosesc numai în acele aplicații unde există un volum destul de mare al producției pentru a justifica investiția de cercetare științifică inițială necesară.

6

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

6.1. CONDUCȚIA ELECTRICĂ ÎN CORPURILE SOLIDE

Pentru înțelegerea funcționării dispozitivelor electronice semiconductoare este esențială cunoașterea proceselor fizice legate de conducția curentului electric într-un corp solid, conducție realizată prin deplasarea unor purtători mobili de sarcină.

Din punctul de vedere al conducției electrice, corpurile solide se clasifică în trei categorii: *metale, semiconductoare* și *dielectrici.*

6.1.1. METALELE

Metalele cristalizează în structuri deosebit de compacte ca, de exemplu, *structura cubică* și *structura hexagonală* compactă și sînt caracterizate de energii de coeziune de ordinul 10^5 J/mol (de exemplu, cuprul are energia de coeziune $2{,}85 \cdot 10^5$ J/mol).

Rolul principal în interacțiunea dintre atomii unui corp solid îl dețin electronii de valență.

● **Modelul gazului electronic.** Din punct de vedere al interacțiunii cu atomii vecini, un atom metalic prezintă o simetrie centrală datorită compactității structurii, în sensul că energia legăturii cu un atom vecin nu depinde de direcția pe care se află acesta. Electronii de valență nu se localizează pe anumite direcții de interacție, ci devin comuni unui mare număr de atomi și în ultimă instanță tuturor atomilor metalului. Apare astfel imaginea cunoscută a *„gazului de electroni liberi"* din interiorul unui metal. Conform acestui model, electronii de valență sînt liberi să se deplaseze în întregul volum al metalului, devenind purtători mobili de sarcină electrică în metal și se numesc *„electroni de conducție"*.

Modelul gazului electronic explică buna conductibilitate a metalelor prin existența electronilor de conducție în concentrații mari. În general, fiecare atom metalic contribuie la conducție numai cu unul sau doi electroni. Ceilalți electroni ai atomului nu sînt liberi să se deplaseze în volum,

fiind constrînşi să rămînă legaţi de nucleele de care aparţin. Deoarece într-un corp solid concentraţiile volumice de atomi sînt în general de ordinul de mărime al numărului lui Avogadro (aproximativ 10^{23} cm^{-3}), înseamnă că electronii liberi dintr-un metal au o concentraţie volumică de acelaşi ordin de mărime.

Cînd un atom metalic contribuie cu un electron de valenţă pentru formarea gazului electronic, el devine ion pozitiv „fix" cu o sarcină egală cu cea a electronului pierdut, dar de semn contrar. Acest ion fiind „fix" (legăturile energetice puternice cu atomii vecini nu-i permit să-şi părăsească poziţia), sarcina sa pozitivă este „fixă", neputîndu-se deplasa liber în volumul metalului şi deci nu poate aduce nici o contribuţie la conducţia electrică.

Modelul gazului electronic explică satisfăcător mecanismul de conducţie în majoritatea metalelor, dar există şi situaţii de anomalie (fier, zinc, bismut), precum şi alte comportări ale acestora care nu pot fi înţelese decît cu ajutorul mecanicii cuantice [37].

● Metalele se caracterizează printr-o **neutralitate locală de sarcină electrică,** conform căreia densitatea de sarcină este aproximativ nulă în orice punct din interiorul metalului (în nici un caz însă, la scara distanţelor interatomice, de ordinul 10^{-10} m); această neutralitate locală determină o neutralitate generală de sarcină care cere ca, într-un corp metalic, sarcina negativă totală să fie egală cu sarcina pozitivă totală, indiferent de distribuţia acestor sarcini în interiorul metalului.

Orice abatere accidentală importantă de la neutralitatea sarcinii locale ar produce cîmpuri electrice interne puternice, iar curenţii de conducţie produşi de aceste cîmpuri interne ar determina eliminarea densităţii de sarcină spaţială şi revenirea la neutralitatea sarcinii, ceea ce ar conduce concomitent la anularea cîmpului electric intern. Prin acest mecanism într-un metal, orice abatere de la neutralitatea sarcinii dispare într-un interval de timp foarte mic (de exemplu, 10^{-18} s pentru Cu şi Al).

Pe de altă parte, aşezarea ordonată a atomilor metalici în interiorul unui corp metalic determină o distribuţie uniformă a sarcinii electrice pozitive şi, ca urmare, pentru respectarea condiţiei de neutralitate locală electronii liberi trebuie să aibă şi ei o distribuţie uniformă (făcînd evident abstracţie de distanţele interatomice). Astfel *concentraţia de electroni liberi este egală cu concentraţia de ioni pozitivi* în orice punct din interiorul unui metal.

● **Rezistivitatea electrică a metalelor.** Într-un metal, la echilibru termodinamic cu exteriorul, electronii care aparţin gazului electronic au o mişcare aleatoare de *agitaţie termică*, caracterizată de o viteză medie nulă pe orice direcţie, deci fără nici o contribuţie la curentul electric. Prin aplicarea unui cîmp electric din exterior, electronii liberi ai unui metal capătă o mişcare cu caracter ordonat, deplasarea dirijată a sarcinilor electrice constituind, de fapt, trecerea curentului electric prin metalul respectiv.

Datorită prezenţei electronilor liberi, dintre toate corpurile solide, *metalele au conductivitatea cea mai ridicată* (rezistivitatea electrică de ordinul 10^{-5}—10^{-6} Ω cm). Teoria clasică explică natura rezistenţei electrice a metalelor ca fiind efectul împrăştierii electronilor liberi prin ciocniri cu ionii metalici din nodurile reţelei cristaline sau cu eventualele impurităţi. După cum se ştie din datele experimentale şi din descrierea fenomenologică, *rezistivitatea metalelor creşte proporţional cu creşterea temperaturii*.

La *temperaturi scăzute* (în apropiere de 0K) ionii stau în pozițiile lor practic nemișcați, electronii putîndu-se mișca liber printre șirurile de ioni; la *temperaturi mai ridicate*, creșterea gradului de agitație termică a ionilor metalici se reflectă prin executarea unor mișcări de oscilație în jurul pozițiilor de echilibru; aceste mișcări măresc probabilitatea de ciocnire a electronilor liberi aflați în mișcare cu ioni în vibrație, producîndu-se astfel devierea lor de la direcția inițială. Astfel, la *temperaturi foarte joase rezistivitatea electrică este independentă de temperatură și* constituie „rezistivitatea reziduală" care este proporțională cu concentrația impurităților.

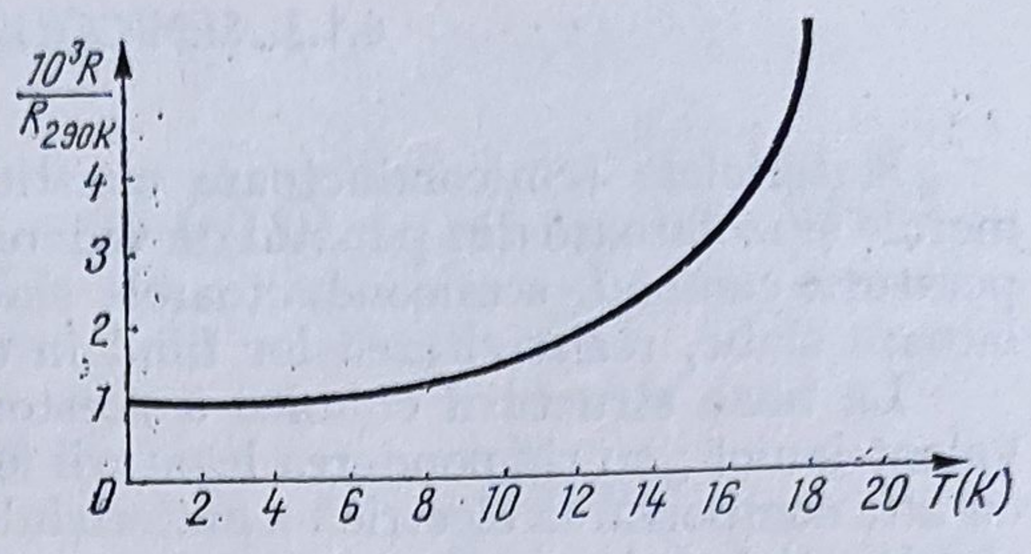


Fig. 6.1. Dependența de temperatură a rezistivității metalului.

Rezistivitatea reziduală are valori de ordinul 10^{-10} Ωm la temperaturi de cîțiva kelvini.

Excepție fac unele metale (în special cele care au o conductibilitate electrică mai slabă la temperatură ambiantă), care la o anumită temperatură caracteristică (de ordinul fracțiuni-unități de kelvini) au rezistivitatea practic nulă, determinată de o stare de supraconductibilitate ($\rho < 10^{-21}$ Ωm).

La *creșterea temperaturii, rezistența electrică a metalelor este proporțională cu puterea a cincea a temperaturii absolute*, conform legii lui Matthiessen, fiind determinată de împrăștierea datorată atît impurităților neutre, cît și ionilor metalici. La *temperaturi înalte* este activ numai mecanismul de împrăștiere a electronilor liberi datorită ionilor metalici, *rezistivitatea electrică crescînd proporțional cu temperatura* (fig. 6.1).

6.1.2. DIELECTRICI

În contrast cu metalele, structura materialelor dielectrice este de asemenea natură încît, într-un domeniu larg de temperatură, practic toți electronii rămîn legați de atomii constituenți și, în consecință, concentrația de purtători mobili de sarcină este extrem de redusă (aproximativ 10^7 electroni/m³). Această comportare se datorează faptului că materialele cristaline respective se formează, în general, pe baza legăturii ionice care constă în forțe de atracție coulombiene ce se stabilesc între ioni de semn contrar, ioni ce și-au realizat configurații electronice stabile prin cedare sau captare de electroni. Acest tip de legătură determină energii de coeziune de aproximativ 10^6 J/mol (de exemplu $0,924 \cdot 10^6$ J/mol pentru cristalul de NaCl la temperatură și presiune normală), deci mult mai mari decît în cazul metalelor; pe de altă parte, fiecare electron este puternic atras de nucleul respectiv, energia de interacție fiind de ordinul 10^{-18} J. În acest fel se explică rezistivitatea electrică foarte mare a cristalelor izolatoare (de ordinul 10^{18} Ω cm).

6.1.3. SEMICONDUCTOARE

Materialele semiconductoare constituie o categorie intermediară între metale și izolatoare din punctul de vedere al conductivității electrice. La temperatura cam[illegible] semiconductoarele sînt atît conductoare slabe, cît și izolatoare slabe, [illegible]tivitatea lor fiind în domeniul 10^{-3}—10^{5} Ωcm.

La baza structurii chimice a acestor materiale stă legătura hibridă covalent-ionică; cu cît ponderea legăturii ionice este mai mare într-un material, cu atît comportarea electrică a materialului este mai apropiată de cea a materialelor dielectrice.

Conductivitatea variază puternic cu temperatura: la *temperaturi scăzute* sînt *izolatoare*, iar la *temperaturi înalte* pot deveni *conductoare* destul de bune, ceea ce determină utilizarea lor în realizarea dispozitivelor electronice.

Materialele semiconductoare cele mai utilizate în acest scop sînt elementele tetravalente Ge și Si, precum și unii compuși intermetalici ca, de exemplu GaAs, CdS, ZnO, CdSe, AlGaAs etc.

● **Legătura covalentă.** Structura cristalină a germaniului și siliciului este o rețea cristalină de tip diamant (fig. 6.2). Fiecare atom al cristalului se află în centrul unui tetraedru regulat și are patru atomi vecini situați în vîrfurile tetraedrului.

La baza formării structurii cristaline a germaniului și siliciului se află *legătura covalentă*, care constă în punerea în comun de către doi atomi vecini a cîte unui electron de valență; fiecare legătură dintre un atom și unul din vecinii săi conține doi electroni de valență și are un caracter direcțional.

Așadar, cei patru electroni de valență ai atomului unui material semiconductor pur nu sînt liberi să se deplaseze în întregul volum al semiconductorului, ci participă la legături covalente care mențin ansamblul atomilor semiconductori în structura cristalină.

Legătura covalentă se datorează unor forțe de natură cuantică.

În cazul cel mai simplu, al moleculei de hidrogen, se poate utiliza pentru explicarea formării legăturii covalente, schema din figura 6.3. Forța de respingere electrostatică exercitată asupra unui ion de hidrogen de către celălalt ion este egală și de sens contrar cu rezultanta forțelor de atracție, rezultînd o stare de echilibru stabil. La rîndul său, fiecare dintre cei doi electroni se află într-o stare de echilibru dinamic datorită anulării în fiecare moment a rezultantei forțelor de atracție exercitate de cei doi ioni pozitivi, de respingerea exercitată de celălalt electron și de forța centrifugă datorată deplasării electronului pe o orbită cvasicirculară.

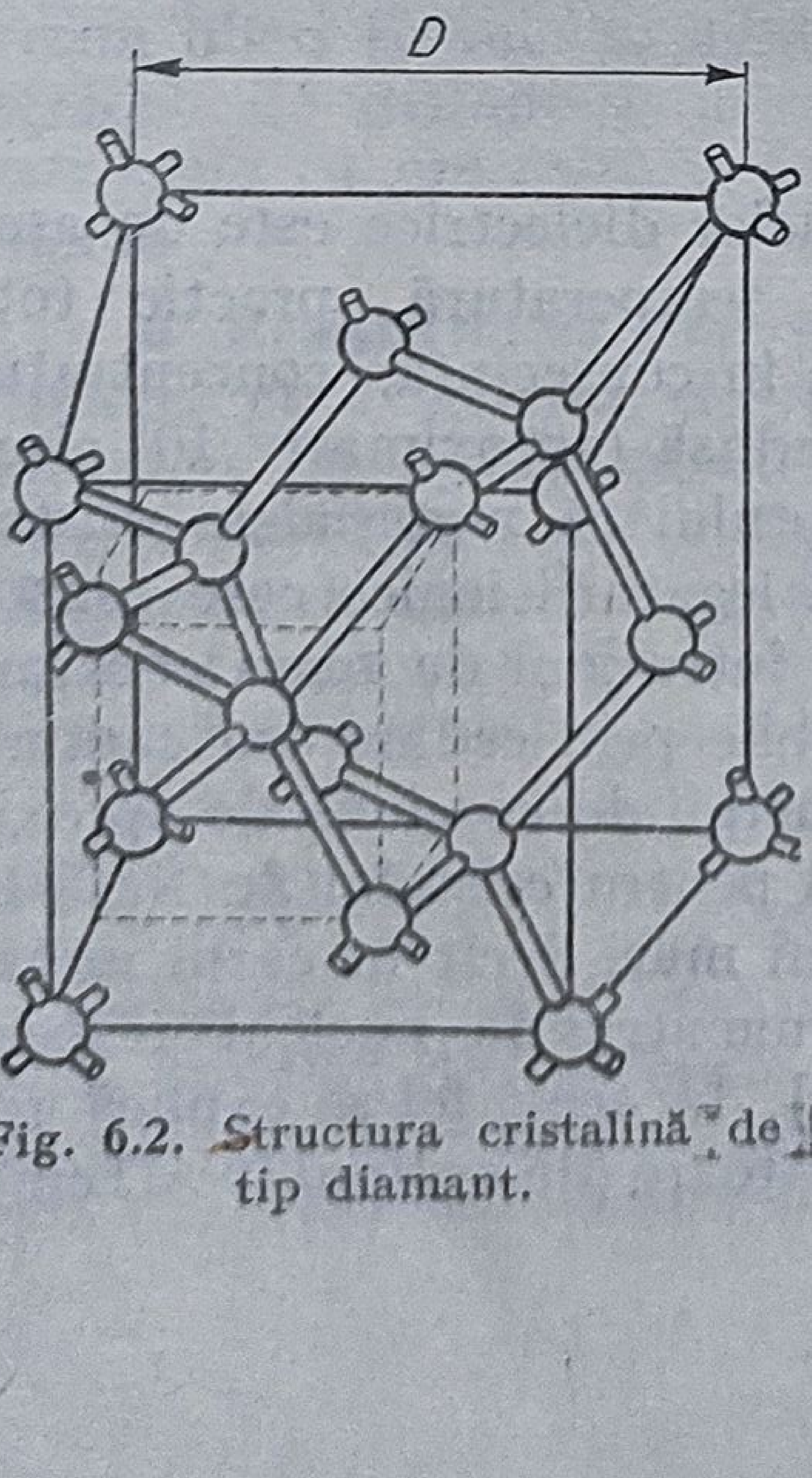


Fig. 6.2. Structura cristalină de tip diamant.

Caracteristicile esențiale ale acestui tip de legătură pot fi reprezentate cu ajutorul uneia dintre cele două scheme bidimensionale din figura 6.4 [34, 36].

În figura 6.5 este prezentat **modelul de legătură bidimensională pentru Ge și Si,** în care, pentru simplificare, s-a considerat atomul for-

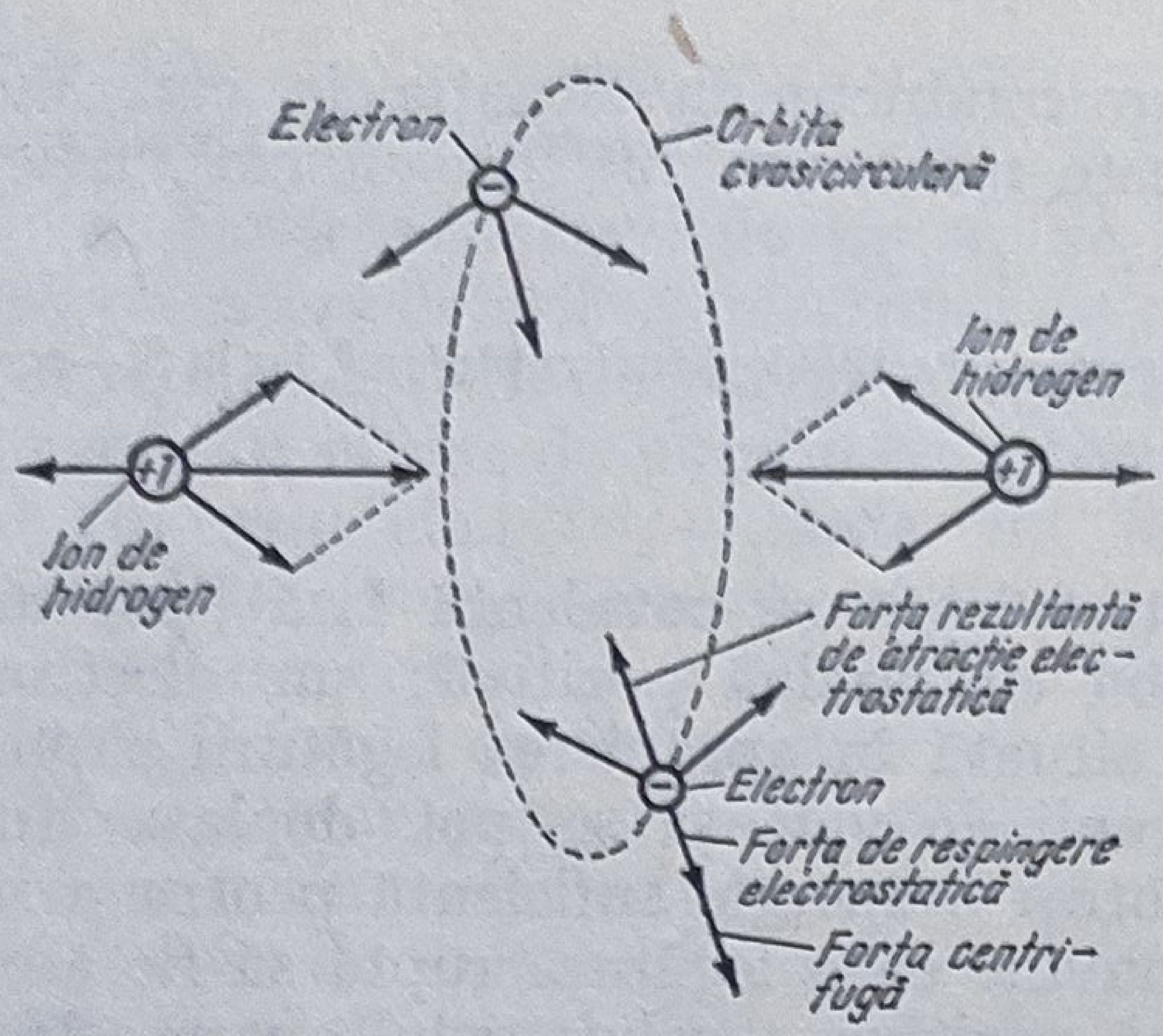


Fig. 6.3. Legătura covalentă pentru molecula de hidrogen.

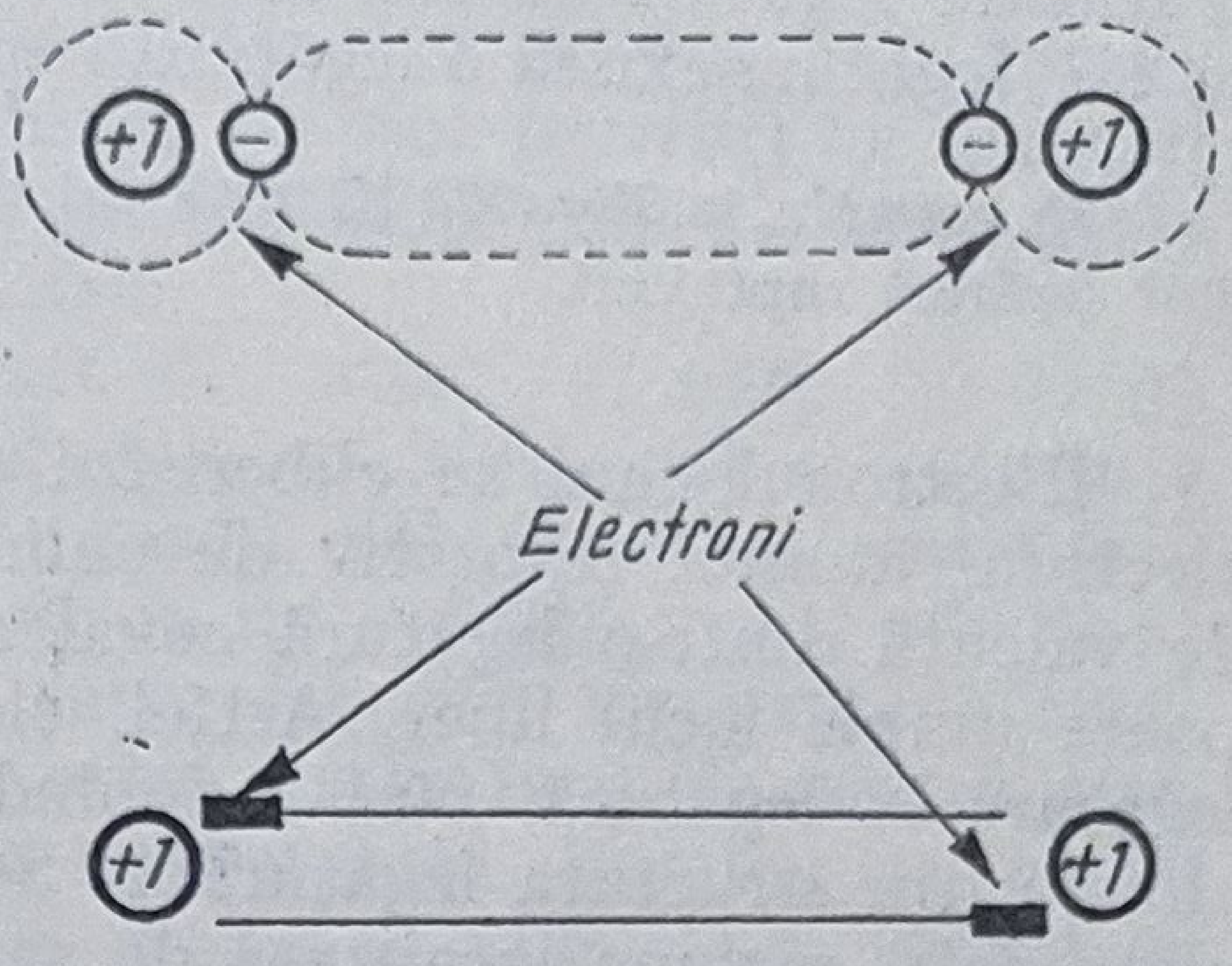


Fig. 6.4. Reprezentări bidimensionale ale legăturii covalente pentru H_2.

mat dintr-un rest atomic (ion tetravalent) și un singur înveliș electronic cu 4 electroni, corespunzător *învelișului de valență*.

Fiecare legătură covalentă este caracterizată de o *energie E_e de legătură* specifică fiecărui material, de exemplu la Ge 0,67 eV (10^{-19} J), iar la Si 1,11 eV ($1{,}8 \cdot 10^{-19}$ J) la temperatura ambiantă.

● **Conducția electrică a semiconductoarelor.**

În cazul unui cristal semiconductor perfect și pur, aflat la temperatura de 0 K, toți electronii de valență sînt legați prin legături covalente (fig. 6.5), deci sînt fixați în rețeaua cristalină; în acest caz, *conducția electrică nu este posibilă*, deoarece nu există purtători de sarcină liberi care să se deplaseze în rețea. În consecință, materialul se comportă ca un izolator.

În cazul unui cristal semiconductor aflat la o temperatură T diferită de zero absolut, există întotdeauna un număr de legături covalente rupte (datorită caracterului statistic al modului în care se distribuie energia termică înmagazinată în cristal, apare posibilitatea ca unii electroni de valență să capete o *energie cinetică* de valoare ΔE cel puțin egală cu energia de legătură E_e și să părăsească legătura covalentă). Electronii de valență care reușesc să se elibereze din legăturile covalente devin electroni liberi să se deplaseze în întregul volum al cristalului semiconductor; ei sînt purtători mobili de sarcină electrică negativă și participă la conducția curentului electric, analog electronilor de valență ai metalelor.

Numărul electronilor de valență care se eliberează din legăturile covalente este foarte mic: un electron la 10^9 atomi de Ge și respectiv la 10^{12} atomi de Si, la temperatura ambiantă. Aceste legături rupte, care apar datorită vibrației termice aleatoare a electronilor de valență, deși rare, au o influență puternică asupra proprietăților electrice ale semiconductorului, furnizînd purtători mobili de sarcină și făcînd posibilă conducția.

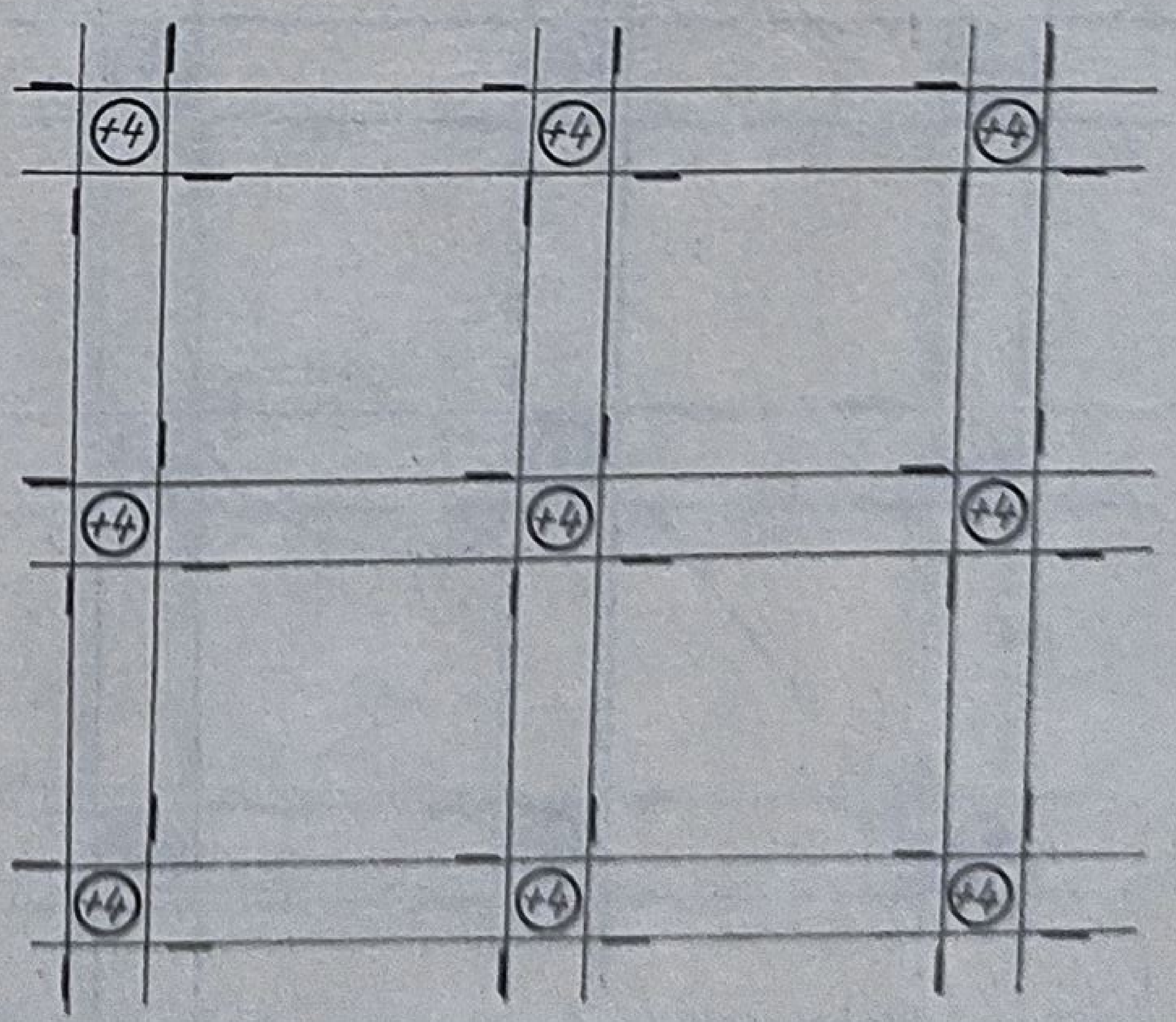


Fig. 6.5. Reprezentarea bidimensională a legăturii cristaline pentru Ge și Si.

Un material poate fi considerat semiconductor în situația în care numărul de legături covalente distruse este minimum 10^8 într-un cm^3, adică la 10^{15} legături există o legătură ruptă.

De exemplu, la $T = 300$ K, în Ge există aproximativ 10^{13} legături rupte/cm^3, iar la Si—cca. 10^{10} legături rupte/cm^3.

Electronul care se eliberează dintr-o legătură covalentă lasă lipsă un electron, atomul respectiv devenind ion cu sarcină pozitivă; un electron de valență dintr-o legătură covalentă situată în apropierea legăturii rupte, poate umple locul liber. Astfel, electronii de valență se pot deplasa din legătură în legătură, fără a dobîndi totuși o energie suficientă pentru a se elibera din structura legăturilor. Se convine ca o legătură ruptă să fie asociată cu o regiune localizată de sarcină pozitivă — *golul*; golul apare astfel ca un purtător mobil al unei sarcini pozitive $+e$, care se poate deplasa în materialul semiconductor în sens invers mișcării electronului, de la atom la atom, fără ca prin aceasta să influențeze într-un mod oarecare electronii de conducție.

În concluzie, consecința ruperii legăturilor covalente (fig. 6.6) constă în faptul că se pot considera două grupuri distincte și independente de purtători mobili de sarcină electrică ce determină curentul electric în semiconductoare, *electronii de conducție cu sarcină negativă* și respectiv *golurile cu sarcină pozitivă*, care sînt asociate legăturilor covalente rupte.

Mișcarea electronilor de conducție și a golurilor se datorează agitației termice, haotice, dar sub acțiunea unui cîmp electric, această mișcare poate căpăta un caracter dirijat; electronii de deplasează în sens opus cîmpului electric, iar golurile se deplasează în sensul cîmpului electric.

Modelul conducției semiconductoarelor prin electroni de conducție și prin goluri satisface cerințele pentru explicarea principalelor caracteristici electrice ale dispozitivelor semiconductoare.

● În cazul *semiconductorului pur* și cu o structură cristalină perfectă, golurile și electronii de conducție sînt produși în perechi, iar legăturile covalente sînt distruse și dispar, de asemenea, în perechi, cînd electronii de conducție și golurile se recombină refăcînd o legătură covalentă; proprie-

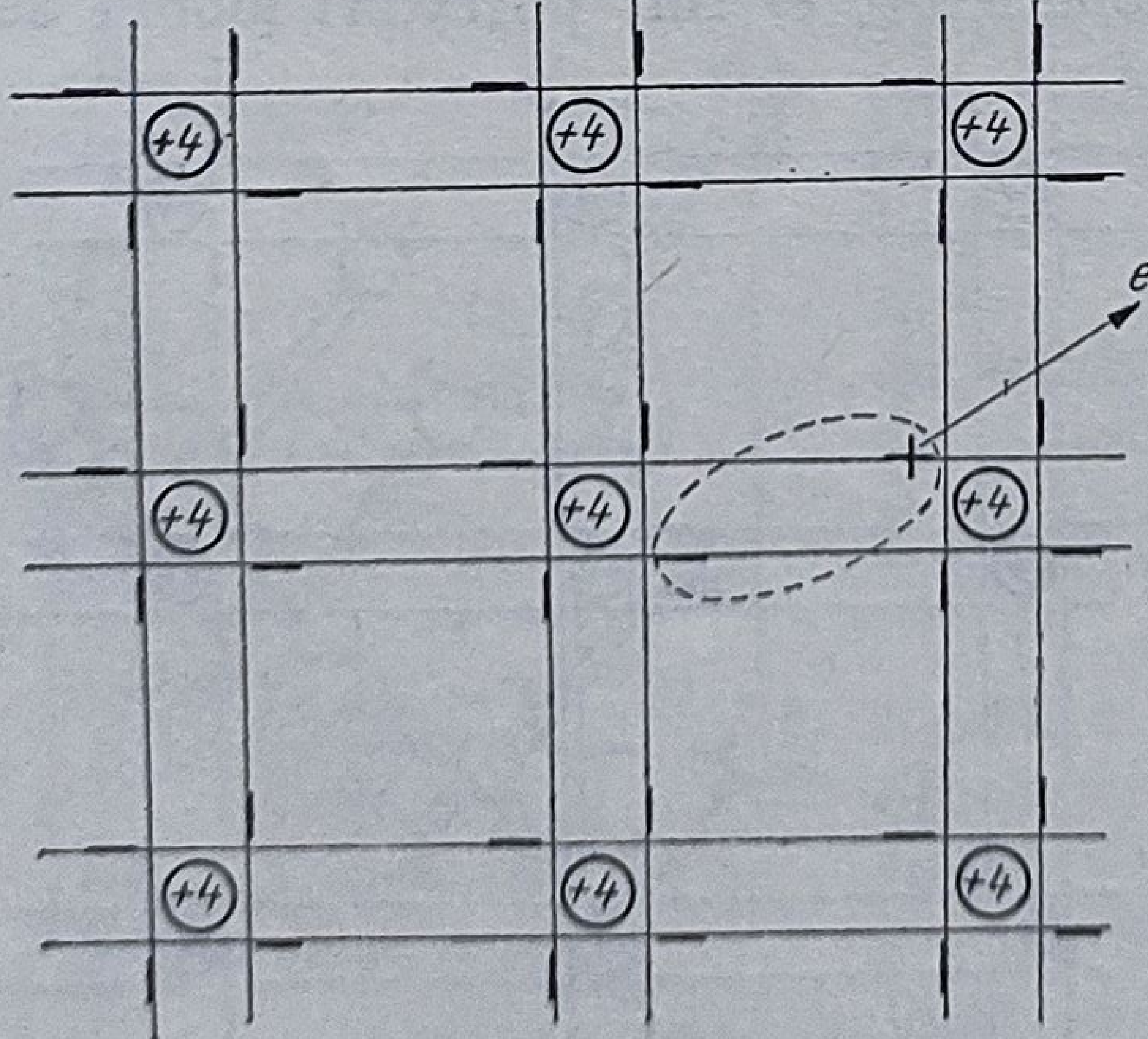


Fig. 6.6. Procesul de rupere a unei legături covalente.

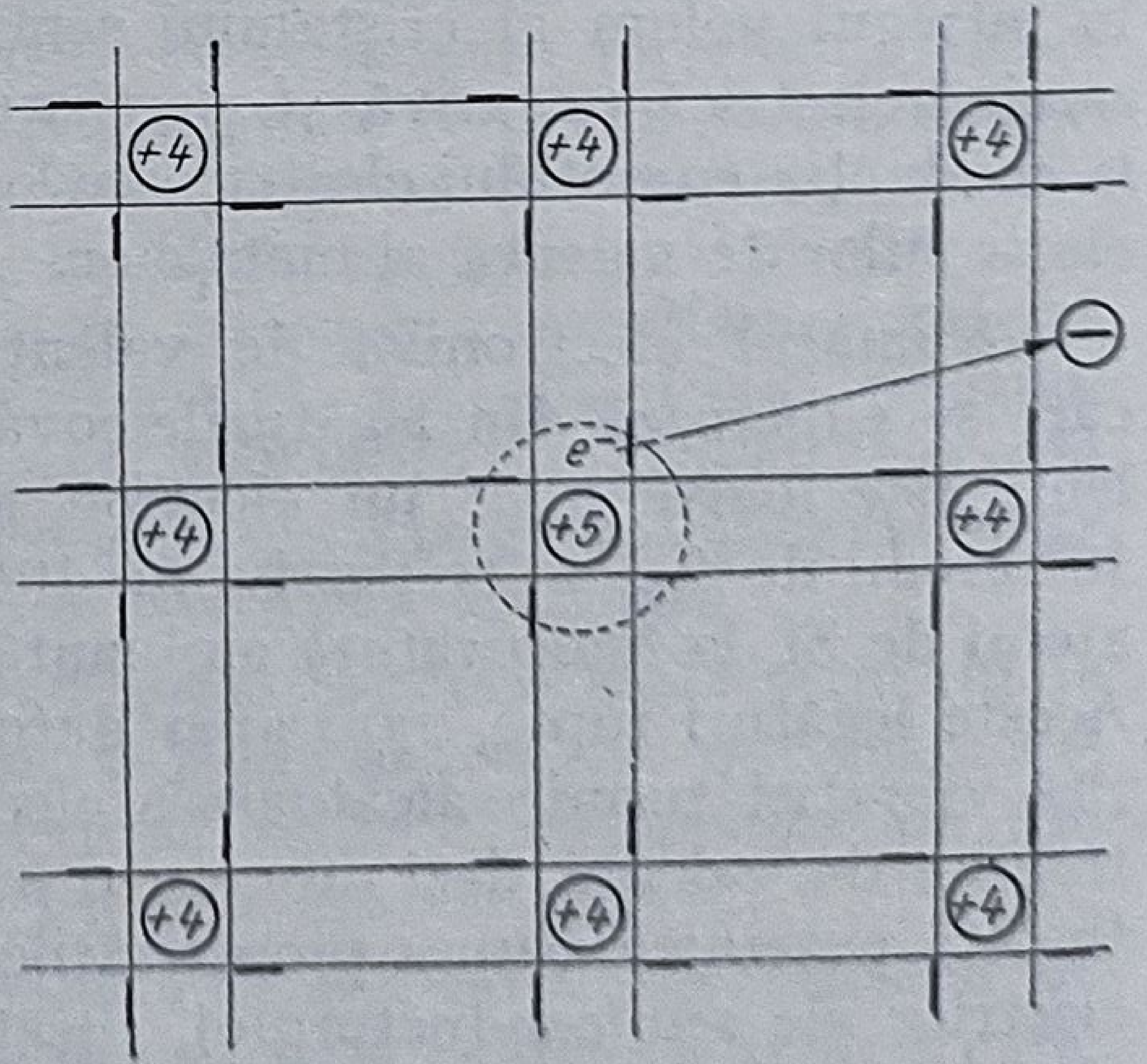


Fig. 6.7. Reprezentarea bidimensională a unui semiconductor extrinsec de tip *n*.

tățile sale electrice sînt deci intrinseci materialului, care poartă numele de **semiconductor intrinsec.**

● **Semiconductorul de tip** *n*. Se constată însă că, în general, într-un semiconductor golurile și electronii de conducție nu sînt prezenți în cantități egale, concentrațiile de purtători mobili de sarcină fiind puternic influențate de cantități infime de impurități active electric.

În cazul cînd *impuritățile* sînt formate din atomi ai unor substanțe *pentavalente* (fosfor, arseniu, antimoniu), aceștia se integrează cu ușurință în structura cristalină a semiconductorului gazdă, substituind atomi tetravalenți. Atomul de impuritate are un electron de valență mai mult decît îi este necesar pentru satisfacerea celor patru legături tetraedrice; acest electron suplimentar este mai slab legat de atom, astfel încît, în contul *energiei termice* de valoare E_a, primite chiar la temperaturi obișnuite de lucru, acesta se poate rupe relativ ușor de atom și începe să se miște în cristal ca un electron liber sau electron de conducție (fig. 6.7). Donînd electronul său de valență suplimentar la ansamblul electronilor de conducție ai semiconductorului, atomul de impuritate se ionizează; ionul pozitiv rezultat este fix în rețea, neparticipînd la conducția electrică. Atomii de impuritate cu un număr de electroni de valență mai mare decît cel al cristalului de bază se numesc *donori* deoarece furnizează electroni de conducție.

Într-un semiconductor, mecanismul de ionizare a atomilor donori este mult mai probabil decît cel de rupere a legăturilor covalente deoarece energia ΔE_d necesară primului proces este mult mai mică decît energia $\Delta E = E_e$ necesară celuilalt (ΔE_d are valori uzual în domeniul 0,01—0,1 eV). În majoritatea situațiilor de interes practic, la temperatura ambiantă toți atomii donori existenți într-un semiconductor sînt ionizați.

Astfel, un semiconductor care conține o cantitate de atomi donori posedă mai mulți electroni de conducție decît goluri, acestea din urmă rezultînd numai din procesul intrinsec de rupere a legăturilor covalente; semiconductorul respectiv se numește *semiconductor de tip n*, deoarece purtătorul de sarcină dominant este negativ.

● **Semiconductorul de tip** *p*. În cazul *impurităților trivalente* (bor, indiu, aluminiu, galiu) atomii acestora se integrează în structura cristalină periodică a semiconductorului gazdă, dar posedă un electron de valență mai puțin decît este necesar pentru a satisface cele patru legături covalente; rezultă astfel o legătură nesatisfăcută în vecinătatea atomului de impuritate, echivalentă cu un gol localizat în această regiune. La temperaturi normale, atomul de impuritate trivalentă acceptă un electron de valență provenit din orice altă legătură a cristalului semiconductor, producîndu-se astfel o deplasare a golului în sens contrar (fig. 6.8). Atomul de impuritate trivalent acceptînd un electron suplimentar pentru a completa structura sa de legătură covalentă, se ionizează, devenind un ion

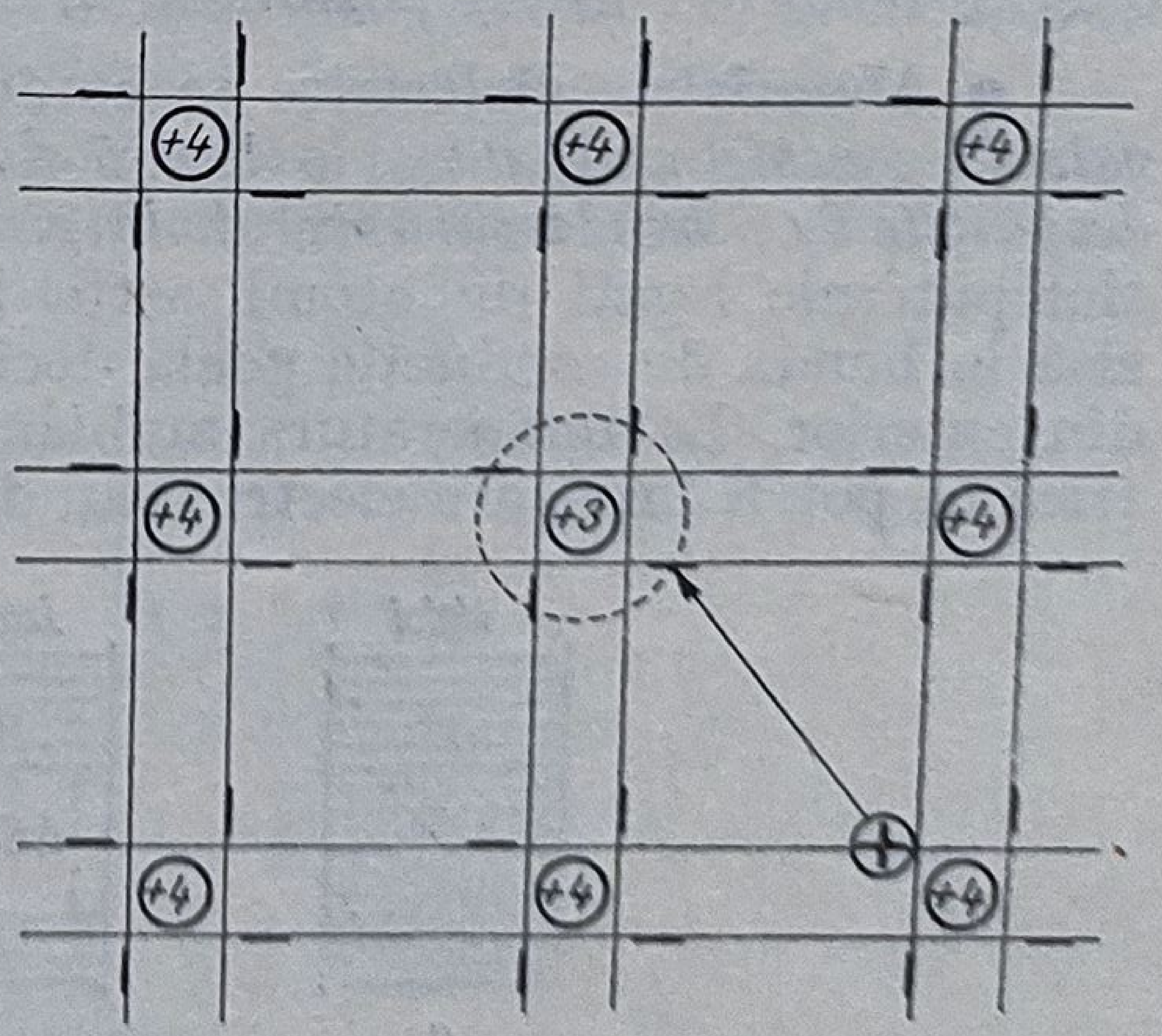


Fig. 6.8. Reprezentarea bidimensională a unui semiconductor extrinsec de tip *p*.

negativ imobil, care nu participă la procesul de conducţie; aceşti atomi de impuritate se numesc atomi *acceptori*.

Energia necesară *ionizării atomului acceptor* şi eliberării unui gol ΔE_a este mai mică decît energia ΔE necesară formării unui gol prin mecanismul de rupere a unei legături covalente. Astfel, la temperatura ambiantă, semiconductorul impurificat cu atomi acceptori are mai multe goluri decît electroni de conducţie, numindu-se *semiconductor de tip p*, deoarece purtătorul de sarcină dominant este pozitiv.

○ **În concluzie**, *semiconductoarele dopate* (care conţin impurităţi) se caracterizează prin faptul că proprietăţile lor electrice nu mai sînt determinate numai de caracteristicile lor intrinseci, ci sînt puternic influenţate de acei atomi străini; semiconductorul se numeşte *semiconductor extrinsec de tip n sau p* după tipul atomilor de impuritate.

6.1.4. MODELUL CUANTIC AL CONDUCŢIEI ELECTRICE ÎNTR-UN CORP SOLID

Particularităţile conducţiei electrice pentru cele trei tipuri de solide cristaline pot fi explicate riguros utilizînd modelarea cuantică a comportării purtătorilor de sarcină dintr-un corp solid. Rezultatele acestei analize conduc la concluzia că spectrul energetic al electronilor din corpul solid este format din benzi energetice. Din punctul de vedere al conducţiei electrice este interesantă ultima bandă energetică ocupată cu electroni de valenţă, numită *bandă de valenţă*, şi următoarea bandă neocupată, numită *bandă de conducţie*; *banda interzisă*, de mărime ΔE, se întinde de la limita superioară E_v a benzii de valenţă pînă la limita inferioară E_c a benzii de conducţie.

● **Corpurile metalice** se caracterizează prin *suprapunerea benzilor de valenţă şi conducţie*. Conform figurii 6.9, există nivele energetice permise superioare libere în imediata vecinătate a ultimelor nivele ocupate cu electroni. La valori uzuale ale cîmpurilor electrice externe, electronii capătă o cantitate de energie cinetică, trecînd pe nivelele libere din banda de conducţie, rezultînd astfel posibilitatea conducţiei electrice în metale.

● **Materialele dielectrice** se caracterizează (fig. 6.9) printr-o *bandă de valenţă complet ocupată* şi o *bandă de conducţie goală, cele două benzi fiind despărţite de o bandă interzisă de lărgime mare* (> 5 eV). Electronii de valenţă sînt puternic legaţi de atomi, astfel încît ei nu pot trece peste banda interzisă în banda de conducţie goală decît primind o cantitate mare de energie din exterior. La temperatura ambiantă, energia termică medie şi cea electrică ce pot fi furnizate electronului de valenţă sînt însă mai mici decît ΔE.

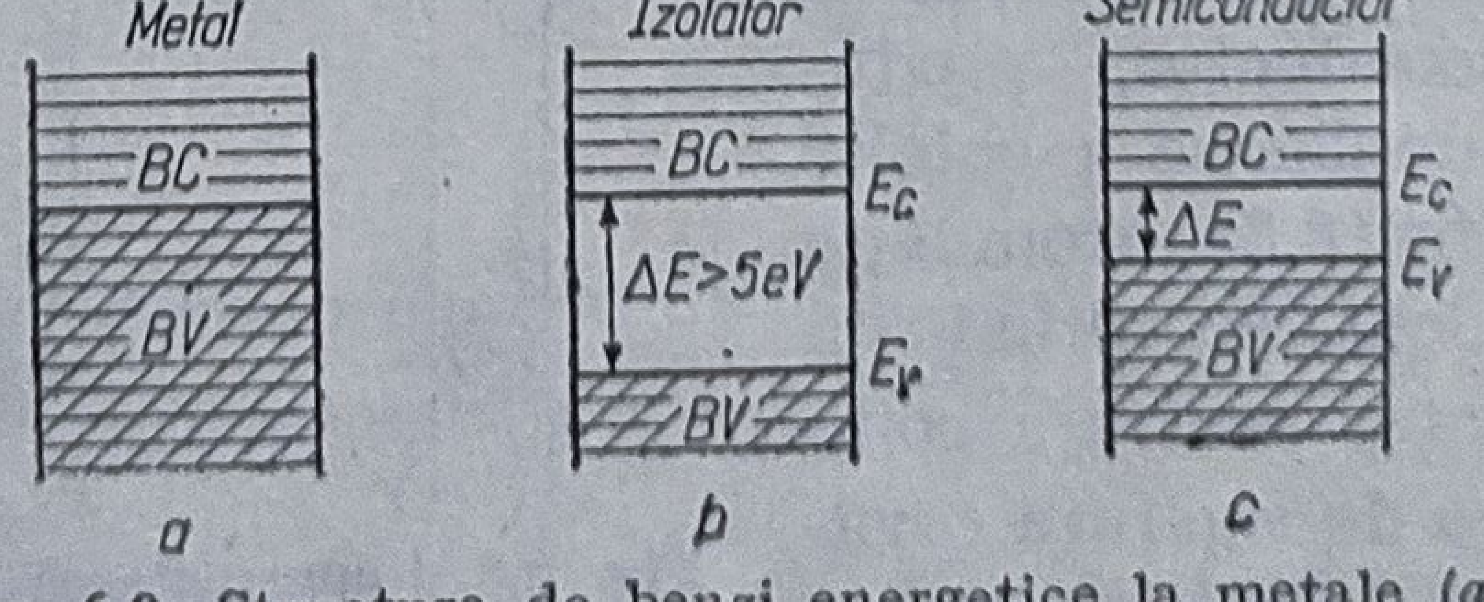


Fig. 6.9. Structura de benzi energetice la metale (*a*), izolatoare (*b*) şi semiconductoare (*c*).

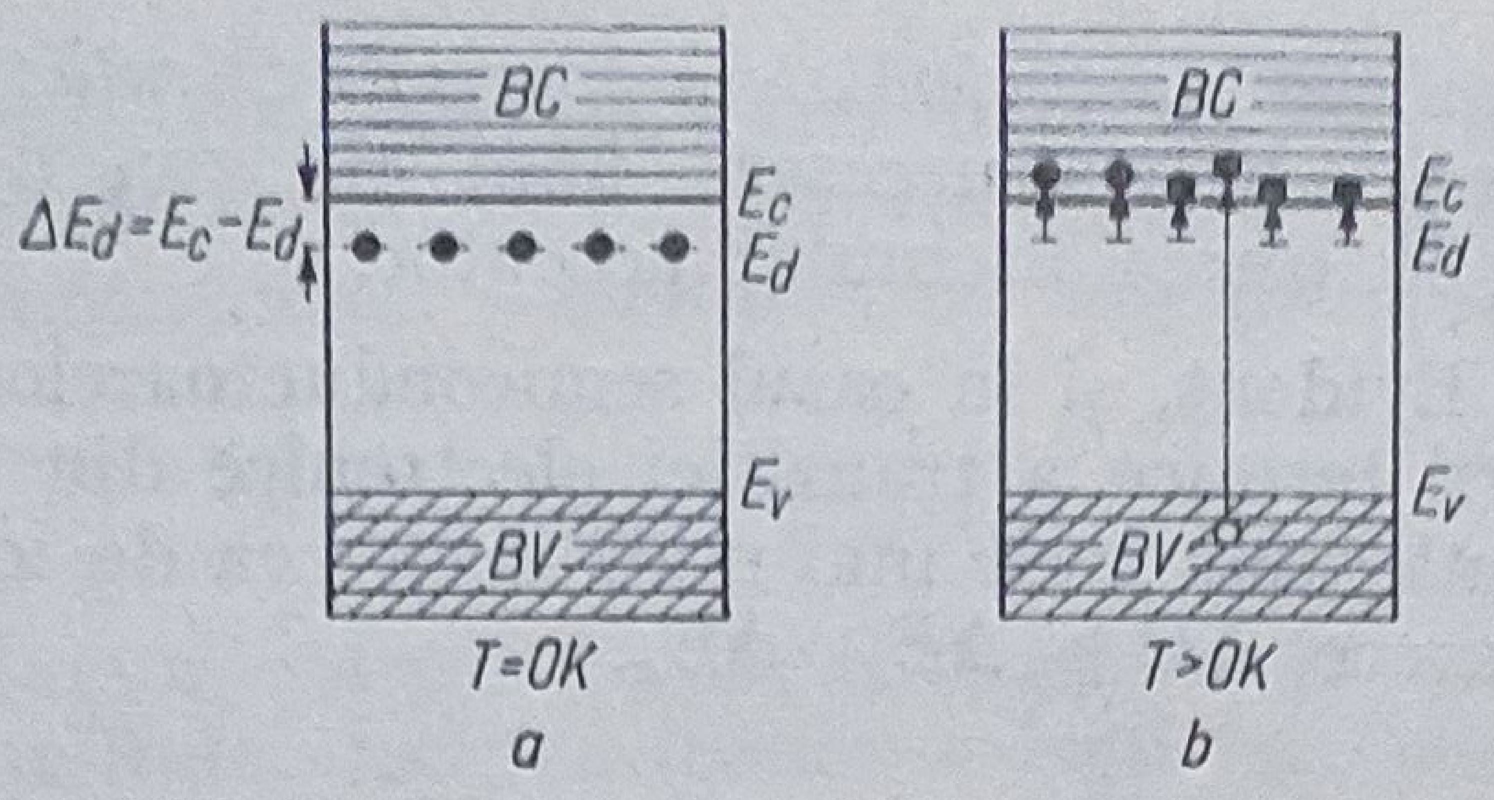


Fig. 6.10. Structura energetică a semiconductorului extrinsec de tip n la două temperaturi de echilibru termic:

a — la $T = 0\text{K}$; b — $T > 0\text{K}$.

astfel încît saltul în banda de conducție este puțin probabil și în consecință concentrația purtătorilor mobili de sarcină este foarte mică.

● **Materialele semiconductoare intrinseci** se caracterizează, în domeniul temperaturilor ambiante, printr-o *bandă de valență aproape plină* și o *bandă de conducție aproape goală*, cele două zone fiind *despărțite printr-un interval de energie interzis relativ îngust* ($\Delta E < 5$ eV). Există deci o anumită concentrație de purtători de sarcină apți pentru conducția electrică; cu cît ΔE este mai mic, cu atît probabilitatea unei tranziții bandă-bandă pentru un electron de valență este mai mare.

● **Materialele semiconductoare extrinseci.** Atomii de impuritate existenți într-un semiconductor își manifestă prezența prin apariția unor nivele energetice în banda interzisă sau în benzile permise; datorită concentrației mici de impurități, benzile energetice proprii atomilor de impuritate au o lățime neglijabilă în comparație cu lățimea benzilor energetice ale semiconductorului neperturbat.

La un semiconductor extrinsec de tip n, dotat cu impurități donoare (fig. 6.10), *în banda interzisă apare un nivel energetic permis* E_d, *numit „nivel donor", situat în apropierea benzii de conducție*. La $T = 0\text{K}$, nivelul E_d este ocupat cu electroni care nu pot participa la conducție, deoarece nu există nivele libere permise în imediata lor vecinătate; la $T > 0\text{K}$, excitarea termică a acestor electroni este foarte eficientă deoarece $\Delta E_d = E_c - E_d \ll \Delta E$, astfel încît la temperatura camerei practic toți electronii de pe nivelele donoare trec în banda de conducție, contribuind efectiv la conducție.

La un semiconductor extrinsec de tip p, dotat cu impurități acceptoare (fig. 6.11), *în banda interzisă apare un nivel energetic permis liber*, E_a, numit

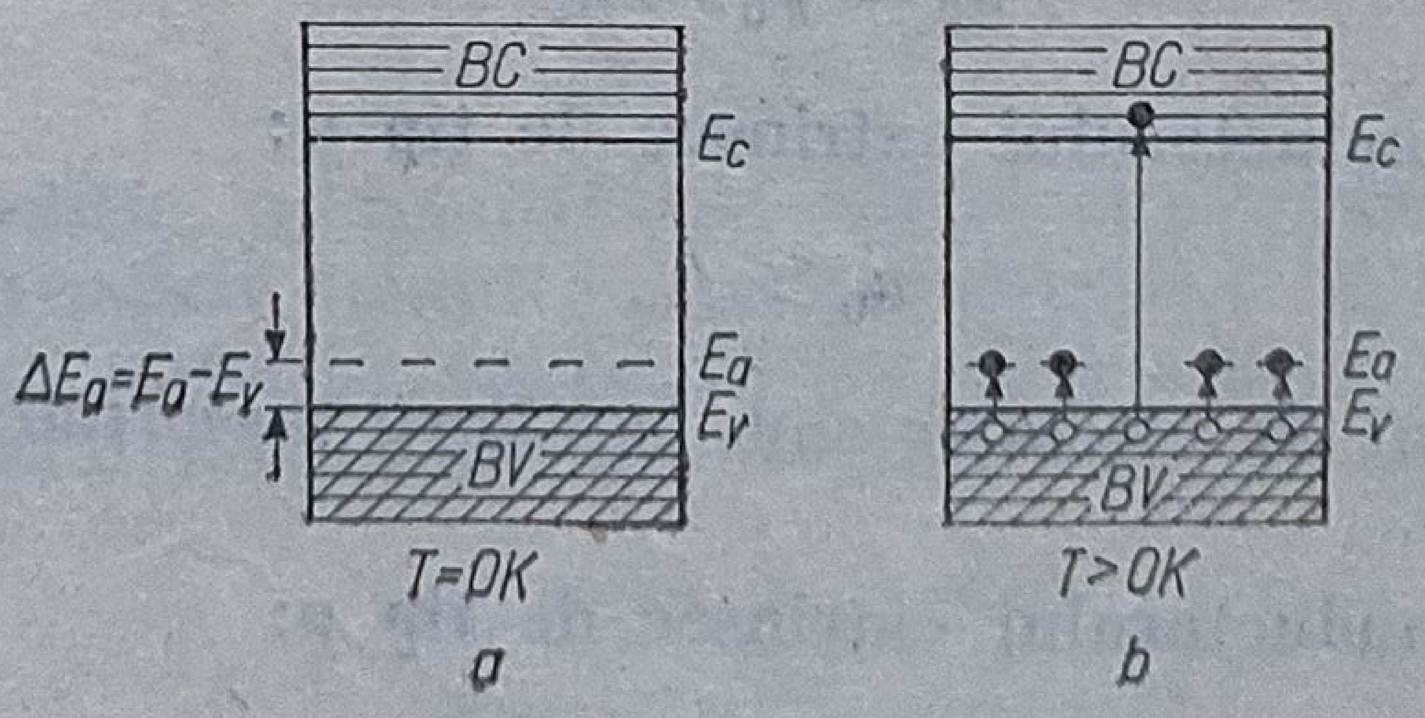


Fig. 6.11. Structura energetică a semiconductorului entrinsec de tip p la două temperaturi de echilibru termic:

a — la $T = 0\text{K}$; b — $T > 0\text{K}$.

„acceptor", *situat în imediata vecinătate a benzii de valență*; intervalul $\Delta E_a = E_a - E_v$ reprezintă energia necesară unui electron de valență pentru ocuparea golului și ionizarea atomului acceptor.

○ **Observație.** Evident, și în cazul semiconductoarelor extrinseci există posibilitatea excitării termice a tranziției electronice din banda de valență în banda de conducție, dar mult mai mică decît cea de ionizare a atomilor de impuritate, deoarece $\Delta E \gg \Delta E_d$, ΔE_a.

6.2. CONCENTRAȚIILE DE PURTĂTORI ÎN SEMICONDUCTOARE

Într-un semiconductor există *particule cu sarcină negativă* (electroni mobili de concentrație volumică n și ioni acceptori imobili, de concentrație volumică N_a) și *particule cu sarcină pozitivă* (goluri mobile de concentrație volumică p și ioni donori imobili de concentrație volumică N_d).

6.2.1. CONCENTRAȚIILE DE PURTĂTORI CÎND SEMICONDUCTORUL SE AFLĂ ÎN ECHILIBRU TERMODINAMIC CU MEDIUL

În cazul cel mai general, concentrațiile purtătorilor mobili de sarcină precum și concentrațiile ionilor imobili sînt determinate de poziția spațială a particulelor considerate:

$$n = n(\bar{r}), \quad p = p(\bar{r}), \quad N_d = N_d(\bar{r}), \quad N_a = N_a(\bar{r}), \tag{6.1}$$

unde $\bar{r}$ este vectorul de poziție.

● **Relația între concentrația electronilor de conducție și natura semiconductorului.** În cazul unui semiconductor omogen și dopat uniform, concentrațiile N_a și N_d fiind constante, concentrația purtătorilor mobili de sarcină este constantă; dacă semiconductorul se află în echilibru termodinamic cu mediul exterior:

$$n(\bar{r}) = n_0; \quad p(\bar{r}) = p_0. \tag{6.2}$$

Semiconductorul intrinsec conține o *concentrație volumică egală de goluri și electroni de conducție* la echilibru termodinamic al rețelei cristaline:

$$n_0 = p_0 = n_i. \tag{6.3}$$

În cazul semiconductorului extrinsec de tip n:

$$n_0 > p_0. \tag{6.4}$$

În acest caz *electronii de conducție* sînt *purtătorii majoritari*, iar *golurile* sînt *purtătorii minoritari.*

În cazul semiconductorului extrinsec de tip p:

$$p_0 > n_0. \tag{6.5}$$

În acest caz *golurile* sînt *purtătorii majoritari*, iar *electronii de conducție* sînt *purtătorii minoritari.*

● **Relația între concentrația electronilor de conducție și concentrația impurităților.** Ținînd seama de tipurile de particule încărcate electric existente într-un semiconductor, densitatea de sarcină spațială are în general expresia:

$$\rho(\bar{r}) = e(p + N_d - n - N_a). \tag{6.6}$$

Un semiconductor omogen și dopat uniform la echilibru, se caracterizează prin neutralitate electrică (conform legii lui Gauss), adică densitatea sarcinii spațiale este nulă în fiecare punct:

$$\rho(\bar{r}) = \rho_0 = 0. \tag{6.7}$$

Dacă, accidental, se produce o abatere de la neutralitatea locală, revenirea la starea de echilibru are loc analog cu cazul metalelor, dar cu o constantă de timp cu cîteva ordine de mărime mai mare decît la metale (de ordinul 10^{-12} s).

Din (6.6) și (6.7) rezultă:

$$p_0 + N_d = n_0 + N_a. \tag{6.8}$$

Condiția (6.8) certifică faptul, că într-un semiconductor la echilibru termodinamic purtătorii mobili de sarcină nu pot fi generați decît printr-unul din cele trei mecanisme prezentate anterior. Numărul de electroni de conducție produși prin mecanismul intrinsec al legăturilor covalente (de valoare $n_0 - N_d$) este egal cu numărul de goluri produse prin același mecanism ($p_0 - N_a$):

$$n_0 - N_d = p_0 - N_a.$$

Această egalitate poate fi însă prezentată și sub următoarea formă:

$$n_0 - p_0 = N_d - N_a.$$

Deci, într-un semiconductor la echilibru dopat uniform *diferența dintre concentrațiile celor două tipuri de purtători mobili de sarcină depinde numai de concentrațiile de impurități*, indiferent de ponderea diferitelor mecanisme de generare a acestor purtători.

● **Relația între concentrația electronilor de conducție și temperatură.** Într-un semiconductor la echilibru, produsul ($n_0 p_0$) dintre concentrațiile purtătorilor mobili de sarcină electrică este independent de concentrațiile de impurități și depinde numai de temperatură:

$$n_0 p_0 = f(T). \tag{6.9}$$

Această condiție, prezentată aici numai ca un postulat, derivă din analiza pe baza statisticii cuantice a concentrațiilor de goluri și electroni de conducție într-un material semiconductor. Deoarece acest produs are aceeași valoare și în cazul semiconductorului intrinsec, se poate scrie:

$$n_0 = p_0 = n_i; \qquad n_0 p_0 = f(T) = n_i^2(T), \tag{6.10}$$

adică *concentrația de purtători mobili într-un semiconductor intrinsec nu depinde decît de temperatură*. Experiența arată că există o dependență a concentrației n_i de temperatură după o lege de tip exponențial (fig. 6.12).

Pe această proprietate se bazează principiul de funcționare al *termistoarelor*, dispozitive semiconductoare cu aplicații largi în electronică.

De exemplu $n_i = 10^{13}$ cm^{-3} pentru Ge și $n_i = 10^{10}$ cm^{-3} pentru Si la temperatura ambiantă ($T = 300$ K).

Se constată astfel că, într-un semiconductor dopat, produsul $(n_0 p_0)$ este determinat numai de proprietățile semiconductorului intrinsec de bază.

Din relațiile (6.8) și (6.10) se pot explicita concentrațiile de purtători mobili de sarcină dintr-un semiconductor la echilibru termic:

$$n_0 = \frac{N_d - N_a + \sqrt{(N_d - N_a)^2 + 4\,n_i^2}}{2} = \frac{2\,n_i^2}{N_a - N_d + \sqrt{(N_a - N_d)^2 + 4\,n_i^2}}\,; \quad (6.11)$$

$$p_0 = \frac{2\,n_i^2}{N_d - N_a + \sqrt{(N_d - N_a)^2 + 4\,n_i^2}} = \frac{N_a - N_d + \sqrt{(N_a - N_d)^2 + 4\,n_i^2}}{2}\,. \quad (6.12)$$

În cazul particular al semiconductorului extrinsec de tip n, cu o concentrație de atomi donori N_d mult mai mare decît concentrația intrinsecă și decît cea de atomi acceptori $(N_d \gg n_i \gg N_a)$ rezultă următoarele valori aproximative pentru concentrațiile de purtători de sarcină mobili:

$$n_0 \cong N_d\,;$$
$$p_0 \cong \frac{n_i^2(T)}{N_d}, \quad (6.13)$$

de unde rezultă că $n_0 \gg p_0$. Astfel, concentrații foarte mici de impurități influențează foarte puternic proprietățile de conducție, deși acestea nu au efecte perceptibile asupra proprietăților chimice sau mecanice ale semiconductorului.

În figura 6.13 este prezentată concentrația de electroni de conducție și de goluri în funcție de temperatură în cazul semiconductorului de Si extrinsec care conține o concentrație de atomi donori $N_d = 10^{13}$ cm^{-3} și o con-

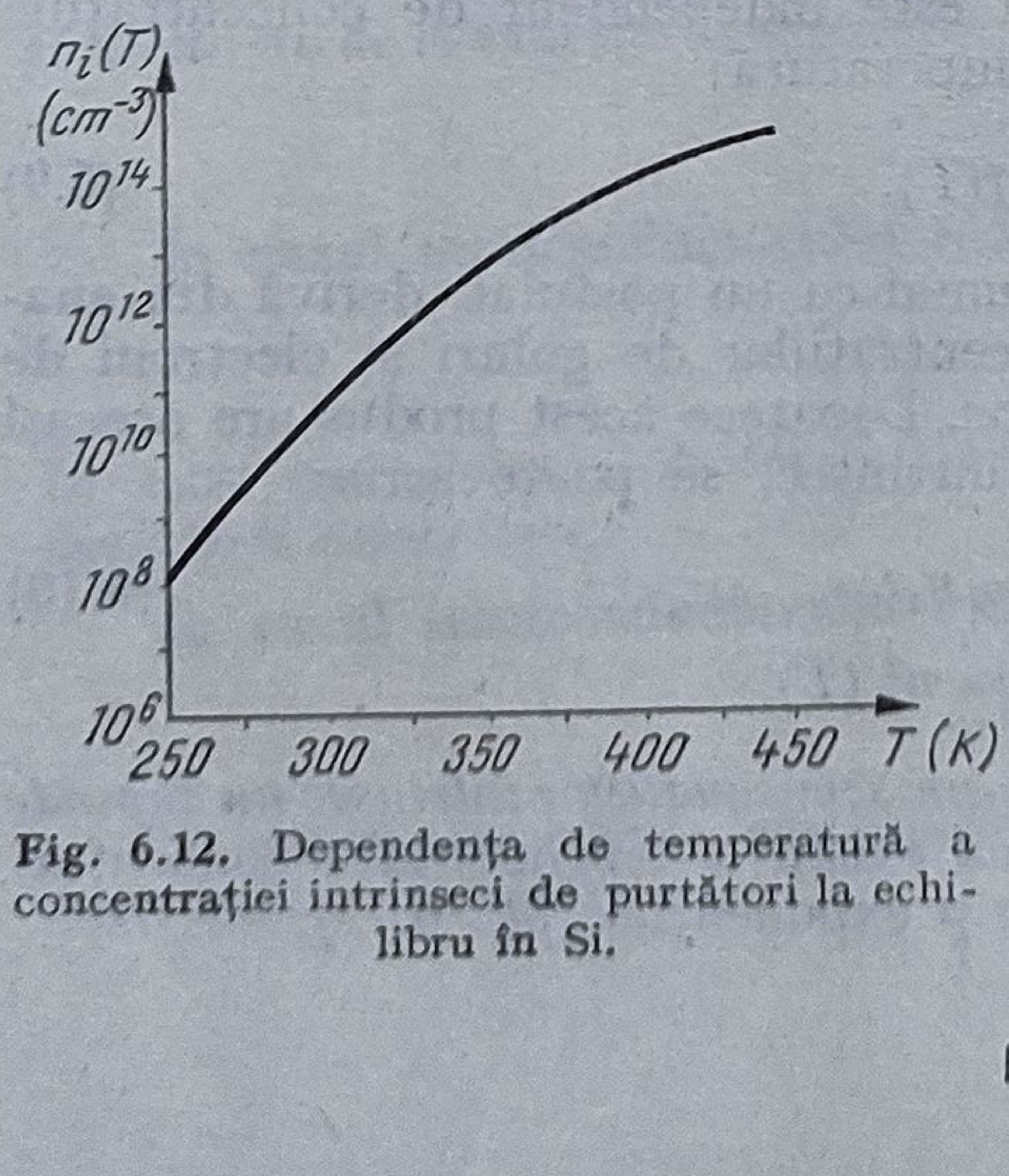


Fig. 6.12. Dependența de temperatură a concentrației intrinseci de purtători la echilibru în Si.

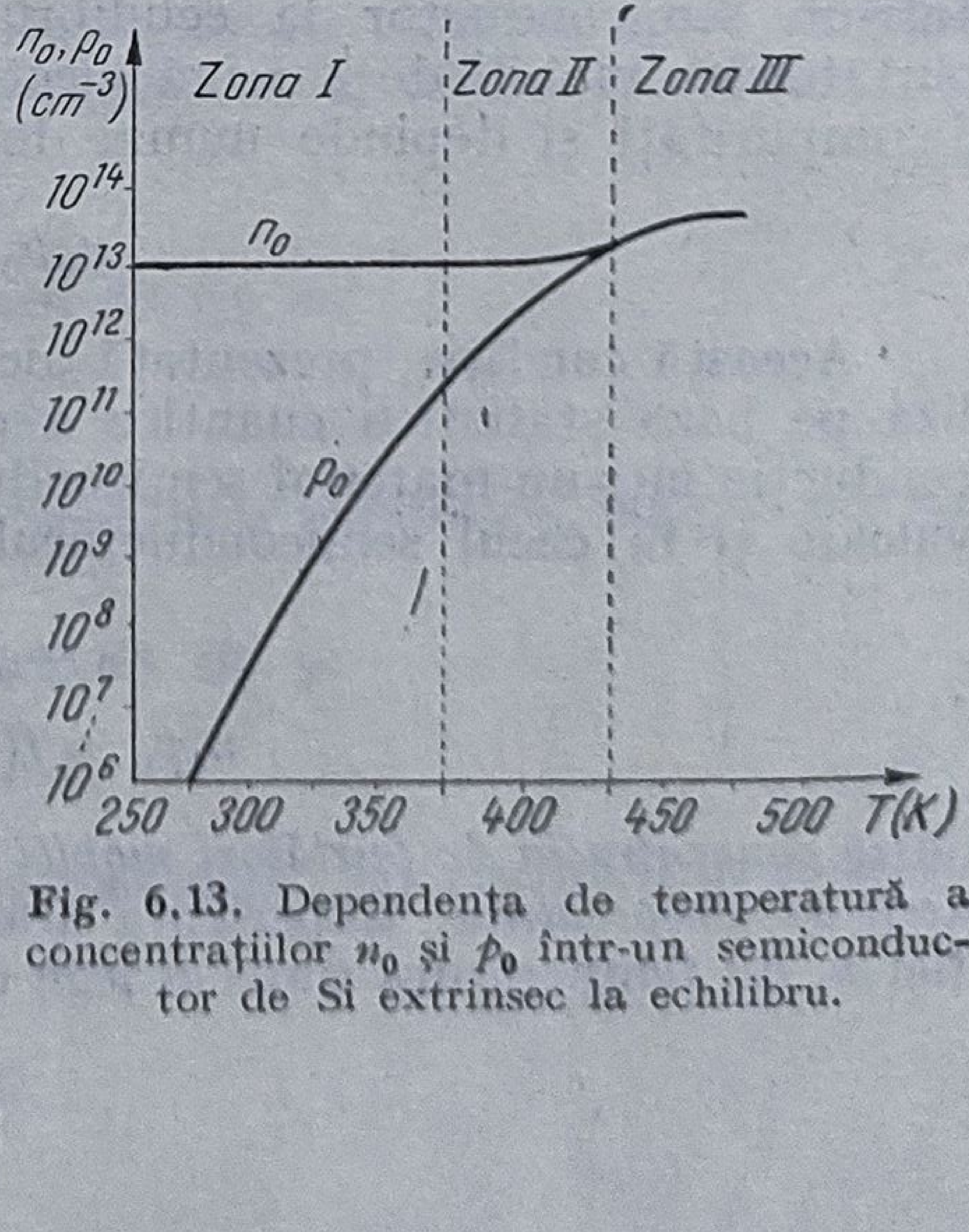


Fig. 6.13. Dependența de temperatură a concentrațiilor n_0 și p_0 într-un semiconductor de Si extrinsec la echilibru.

centrație neglijabilă de atomi acceptori, $N_a \cong 0$. Această caracteristică prezintă trei zone distincte [39]:

— *la temperaturi mai joase* (zona I), concentrația de electroni de conducție este practic constantă, iar concentrația de goluri variază mult cu temperatura; în acest domeniu de temperaturi, concentrațiile de purtători de sarcină mobili se datorează în principal procesului de formare a electronilor de conducție prin ionizarea impurităților donoare, care este preponderent;

— *în jurul temperaturii de 400 K* (zona II) procesul extrinsec de generare a purtătorilor mobili are aproximativ aceeași pondere cu procesul intrinsec;

— *la temperaturi mai ridicate* (zona III), procesul intrinsec de generare a purtătorilor mobili de sarcină devine preponderent. Concentrațiile de electroni de conducție și goluri la echilibru, depind de temperatură astfel:

$$n_0 \sim e^{-\frac{E_n}{k_B T}} \quad ; \quad p_0 \sim e^{-\frac{E_p}{k_B T}}, \tag{6.14}$$

unde *energiile de activare a purtătorilor de sarcină* E_n și E_p nu sînt egale, fiind determinate de mecanismul concret de generare, dar au valori constante (independente de temperatură), fiind caracteristice fiecărui semiconductor și tip de impuritate:

$$E_n + E_p = A = \text{constant}.$$

Rezultă:

$$n_0 p_0 \sim e^{\frac{E_n+E_p}{k_B T}} \sim e^{-\frac{A}{k_B T}} = f(T), \tag{6.15}$$

ceea ce confirmă relația (6.9); k_B este constanta lui Boltzmann.

Electronii de conducție au o energie cinetică nenulă, care le permite să se deplaseze în rețeaua cristalină. Această mișcare poartă numele de *mișcare termică*, deoarece originea sa este vibrația termică a rețelei.

Traiectoria pe care evoluează electronii de conducție se modifică datorită ciocnirii cu atomii întîlniți în cale. În urma fiecărei ciocniri electronul își modifică direcția de mișcare în funcție de unghiul de ciocnire și de energiile electronului și atomului înainte de ciocnire.

Numărul mare de purtători mobili de sarcină corelat cu numărul mare de ciocniri impune utilizarea metodelor statistice de analiză a mișcării termice a purtătorilor, care au deci o mișcare cu caracter aleatoriu, întreruptă de ciocniri.

Această mișcare haotică nu determină o deplasare netă în nici o direcție a purtătorilor mobili, dacă se consideră un interval de timp suficient de mare, deși efectul acestei mișcări este existența unor fluctuații instantanee de curent. Aceste fluctuații constituie sursa zgomotului termic din materialele semiconductoare.

În ceea ce privește viteza de deplasare a purtătorilor mobili de-a lungul traiectoriei lor, aceasta este determinată în primul rînd de valoarea energiei cinetice primită în procesul de apariție a purtătorilor respectivi. Evident, purtătorii mobili nu au toți aceeași viteză. În plus, de-a lungul traiectoriei, purtătorii își pot modifica viteza datorită ciocnirilor elastice cu atomii. Variația vitezei este determinată de necesitatea menținerii condiției de echilibru cu rețeaua cristalină; tendința generală de scădere a vitezei purtătorilor produce creșterea vibrației atomilor, deci mărirea temperaturii semiconductorului; creșterea vitezei purtătorilor în detrimentul energiei de vibrație atomică determină răcirea semiconductorului. Echilibrul termic este realizat atunci cînd energia cinetică cîștigată de unii purtători mobili de sarcină prin ciocniri este egală în medie

cu cea pierdută de ceilalți purtători prin alte ciocniri, ceea ce dă un caracter dinamic echilibrului termic. Viteza medie a purtătorilor mobili de sarcină în condiții de echilibru depinde numai de temperatură, fiind de ordinul 10^7 cm.s^{-1} la temperatura ambiantă.

○ **Concluzie** În condiții de echilibru termodinamic al cristalului semiconductor, *concentrațiile de electroni de conducție* sînt determinate de *natura semiconductorului*, de *temperatura de echilibru* și de *concentrațiile impurităților*.

6.2.2. CONCENTRAȚIILE DE PURTĂTORI CÎND ECHILIBRUL TERMODINAMIC AL SEMICONDUCTORULUI CU MEDIUL ESTE PERTURBAT

Concentrațiile de purtători mobili se pot modifica foarte mult în cazul în care echilibrul este perturbat. Echilibrul poate fi perturbat pe mai multe căi, interes practic prezentînd în special *injecția de purtători*, care constă în introducerea din exterior de goluri sau electroni într-un semiconductor prin intermediul unui contact metalic sau al unui contact semiconductor, și *efectul fotoelectric intern*, care constă în introducerea de energie de natură electromagnetică în cristal. Rezultă că cele două concentrații, n și p, de purtători mobili de sarcină dintr-un semiconductor, în cazul general, diferă de valorile n_0 și p_0 ale acestor concentrații în condiții de echilibru termodinamic prin așa-numita *„concentrație în exces“* Δn și respectiv Δp care caracterizează tocmai abaterea de la echilibru. Deci, în condiții de neechilibru, concentrațiile de goluri și electroni de conducție au următoarele expresii:

$$p = p_0 + \Delta p; \quad n = n_0 + \Delta n. \tag{6.16}$$

În acest caz densitatea de sarcină spațială poate fi scrisă sub forma:

$$\rho = e(p_0 + N_a - n_0 - N_a) + e(\Delta p - \Delta n) = \rho_0 + \Delta\rho, \tag{6.17}$$

unde ρ_0 reprezintă densitatea de sarcină spațială la echilibru, avînd valoare nulă în semiconductoarele omogene, iar $\Delta\rho$ reprezintă sarcina spațială datorată excesului de purtători.

În cazul în care excesul de concentrație de goluri este aproximativ egal cu excesul de concentrație de electroni de conducție, rezultă $\Delta\rho \cong 0$, păstrîndu-se astfel o neutralitate electrică aproximativă chiar în cazul existenței unui exces de purtători. Această condiție, numită **condiție de cvasineutralitate,** poate fi scrisă sub următoarea formă:

$$|\Delta n - \Delta p| \ll \Delta n; \quad |\Delta n - \Delta p| \ll \Delta p. \tag{6.18}$$

Semiconductoarele cvasineutre se caracterizează prin faptul că pot apărea perturbări puternice ale concentrațiilor purtătorilor mobili fără a se produce abateri mari de la condiția de neutralitate electrică; aceasta este consecința directă a existenței a două tipuri de purtători mobili de sarcină de semn opus.

Trebuie remarcat faptul că, în situații de neechilibru, relația (6.10) nu mai este valabilă.

Spre deosebire de aceasta, relaţia (6.8) îşi păstrează valabilitatea chiar în cazul unor concentraţii nenule de purtători în exces, deoarece $\rho = 0$ chiar în condiţii de neechilibru. Aşa cum va rezulta din analiza ulterioară a dispozitivelor semiconductoare, toate proprietăţile utile ale acestora depind de faptul că *concentraţiile de purtători pot fi perturbate local fără a produce abateri importante de la condiţia de neutralitate electrică.*

Aşa cum am văzut, într-un semiconductor la echilibru termodinamic cu mediul înconjurător, acest echilibru are un caracter dinamic. Concentraţiile n_0 şi p_0 nu sînt determinate de aceiaşi electroni de conducţie şi respectiv goluri în orice moment: mecanismele de generare a purtătorilor mobili de sarcină precum şi mecanismele inverse, de recombinare a acestor purtători, există în semiconductor chiar în condiţii de echilibru termodinamic. Condiţia ca n_0 şi p_0 să aibă valori constante şi determinate numai de temperatura de echilibru şi de concentraţiile de impurităţi se realizează prin faptul că în fiecare moment se rup şi se refac un număr egal de legături covalente şi, respectiv, se ionizează un număr de atomi de impuritate egal cu numărul de ioni care devin atomi neutri în semiconductorul respectiv. În caz contrar s-ar produce încălzirea sau răcirea cristalului semiconductor, fapt nepermis de mediul înconjurător cu rol de termostat.

Dacă $n > n_0$ şi $p > p_0$, deci Δn şi Δp sînt pozitive, apare tendinţa de revenire la starea normală a semiconductorului corespunzătoare echilibrului cu mediul exterior prin mecanismul de *recombinare a perechilor gol-electron de conducţie*, energia rezultată fiind cedată în exterior; revenirea la concentraţiile de echilibru are loc nu instantaneu, ci cu o viteză finită R, definită prin numărul de legături covalente refăcute în unitatea de timp şi unitatea de volum.

Dacă $n < n_0$ şi $p < p_0$, deci Δn şi Δp sînt negative, apare tendinţa de revenire la starea normală prin procesul invers, de *rupere a legăturilor covalente*, caracterizat de o viteză finită G.

În ambele situaţii există simultan ambele procese, de *generare* şi *recombinare*, datorită caracterului statistic şi dinamic al proceselor respective.

Deci, dacă într-un semiconductor apar purtători mobili de sarcină în exces datorită unei cauze exterioare, atunci la încetarea acţiunii acesteia semiconductorul tinde să revină la starea de echilibru, caracterizată prin ponderea egală a proceselor de generare şi recombinare a purtătorilor. Această revenire are loc prin creşterea ponderii unuia dintre cele două procese, după cum $n > n_0$ sau $n < n_0$.

Vitezele de recombinare şi generare a purtătorilor depind de concentraţia purtătorilor în exces; în cele mai multe situaţii de interes practic, aceste viteze sînt funcţii liniare şi omogene de concentraţiile în exces:

$$R = a\Delta n + b\Delta p;$$
$$G = a'\Delta n + b'\Delta p, \tag{6.19}$$

unde a, b, a', b' sînt coeficienţi care nu depind de Δn şi Δp.

În situaţiile în care este îndeplinită condiţia de cvasineutralitate:

$$R \cong (a + b)\Delta n \cong (a + b)\Delta p \tag{6.20}$$

sau

$$R \cong \frac{\Delta n}{\tau} \cong \frac{\Delta p}{\tau}, \tag{6.21}$$

unde parametrul τ reprezintă *timpul de viață al purtătorilor în exces*, adică timpul de revenire la starea de echilibru. Acest parametru depinde de natura chimică și metalurgică a semiconductorului, avînd valori de ordinul 1 ns — 1 ms.

6.3. FENOMENE DE TRANSPORT. CURENTUL ELECTRIC

6.3.1. EFECTUL DE DRIFT

În interiorul cristalului semiconductor, la echilibru termodinamic, purtătorii mobili de sarcină pozitivă și negativă execută o mișcare de agitație termică. Dar, deși viteza de mișcare este mare (aproximativ 10^5 m s^{-1}), datorită caracterului aleatoriu al mișcării termice aceasta nu are o componentă medie netă pe nici o direcție din spațiu.

Prin aplicarea unui cîmp electric $\overline{\mathcal{E}}$, peste mișcarea termică pasivă a purtătorilor se suprapune o mișcare efectivă uniform accelerată; apare astfel un efect de distorsionare a traiectoriilor purtătorilor mobili de sarcină care determină, ca efect mediu net de ansamblu, un flux dirijat de purtători mobili de sarcină, ceea ce reprezintă așa-zisul *efect de drift* sau *de alunecare*.

Vitezele cu care se deplasează golurile și respectiv electronii de conducție, numite *viteze* de *drift* sau de *alunecare*, sînt proporționale cu intensitatea cîmpului electric exterior, $\overline{\mathcal{E}}$. Astfel, grupul de goluri care populează un element de volum al semiconductorului are o viteză de drift $\bar{v}_p$ egală cu:

$$\bar{v}_p = \mu_p \overline{\mathcal{E}}, \tag{6.22}$$

unde constanta de proporționalitate μ_p este independentă de cîmpul electric și se numește *coeficient de mobilitate* sau, simplu, *mobilitatea golurilor*.

Similar, se definește viteza de drift $\bar{v}_n$ a electronilor de conducție:

$$\bar{v}_n = -\mu_n \overline{\mathcal{E}}, \tag{6.23}$$

unde μ_n reprezintă *coeficientul de mobilitate* sau *mobilitatea electronilor*. Semnul minus din relația (6.23) se datorează faptului că electronii de conducție, avînd sarcina negativă, se deplasează în sens contrar cîmpului electric aplicat.

● **Mobilitatea purtătorilor** se definește ca *viteza de drift a purtătorilor determinată de un cîmp electric de intensitate unitate* și caracterizează agilitatea cu care purtătorii se strecoară printre nodurile rețelei cristaline în cadrul unei mișcări dirijate produse de un cîmp electric exterior.

Mobilitatea depinde *de structura semiconductorului*; natura chimică a atomilor și ionilor constituienți și distanțele interatomice afectează probabilitatea de ciocnire a purtătorilor mobili de sarcină. Această dependență este confirmată experimental: $\mu_{Ge} > \mu_{Si}$.

Pentru un același material semiconductor, mobilitatea depinde *de tipul de purtători*, prin intermediul masei efective; în general $m_n < m_p$ și deci $\mu_n > \mu_p$, constatare verificată experimental.

Totodată valoarea coeficientului de mobilitate este funcție *de direcția de aplicare a cîmpului electric exterior*, datorită anizotropiei structurii cristaline a materialului.

Mobilitatea depinde în plus *de temperatura semiconductorului*. Temperatura fiind expresia macroscopică a energiei de vibrație termică a atomilor din nodurile rețelei cristaline, rezultă că la creșterea temperaturii amplitudinea oscilațiilor crește, crescînd astfel probabilitatea de ciocnire a purtătorilor mobili cu atomul; rezultă astfel o relație de inversă proporționalitate între coeficientul de mobilitate și temperatură, verificată experimental.

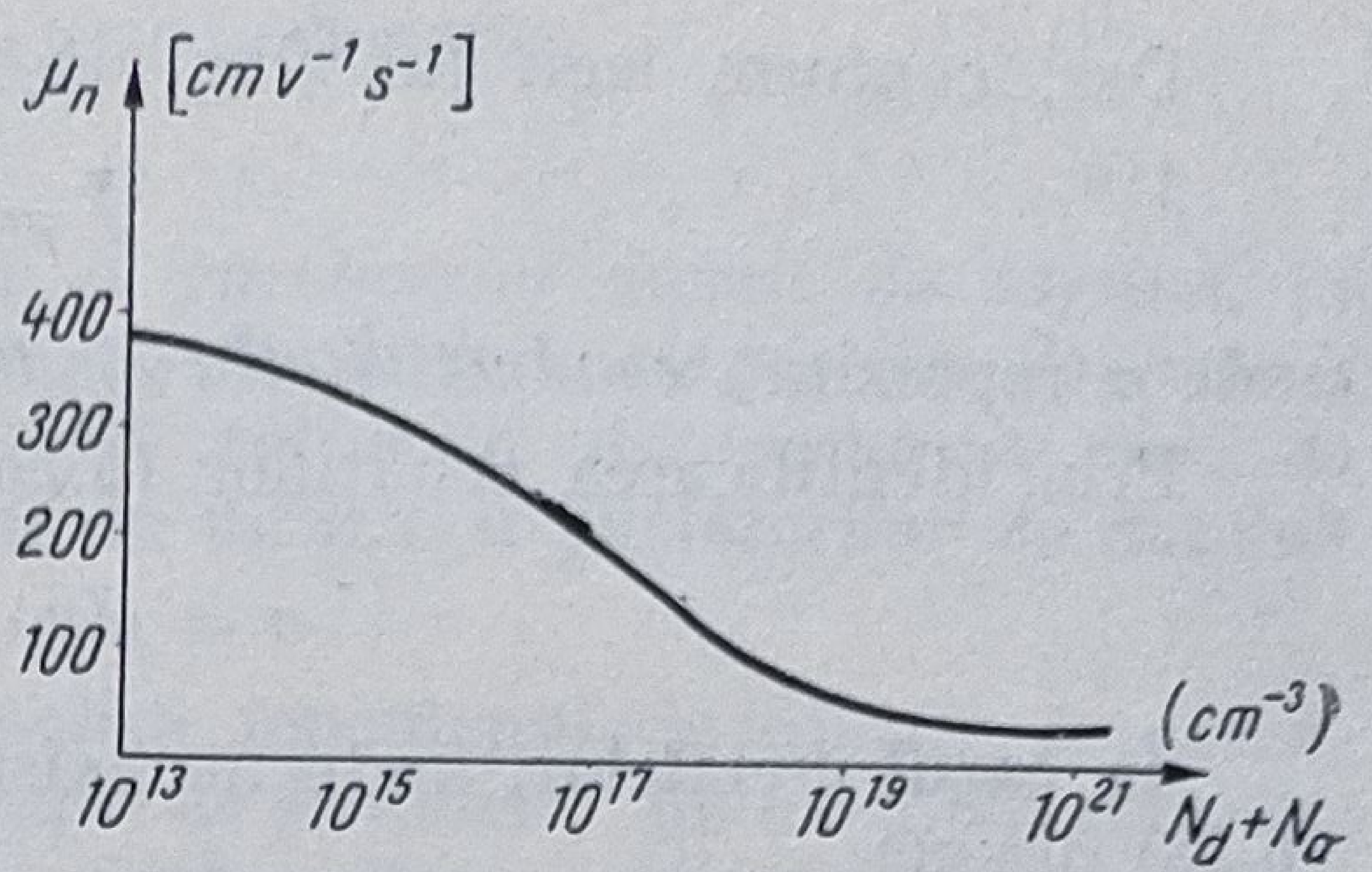


Fig. 6.14. Dependența mobilității de concentrația de impurități în cazul semiconductorului de Ge la 300 K.

Mobilitatea este influențată de *prezența diferitelor defecte existente în rețeaua cristalină și a unor impurități* care determină apariția unor mecanisme suplimentare de ciocnire, mărind probabilitatea de ciocnire; așadar, *la creșterea concentrației de impurități, mobilitatea scade* (fig. 6.14).

o **Trebuie remarcat faptul că** mobilitatea este dependentă de suma dintre concentrațiile impurităților donoare și acceptoare, spre deosebire de concentrația purtătorilor mobili de sarcină dependentă de concentrația netă de impurități; rezultă deci că în cazul semiconductoarelor compensate ($N_d = N_a$) numai concentrațiile de purtători corespund cazului intrinsec ($n_0 = p_0 = n_i$), mobilitatea putînd avea valori sensibil diferite.

Ca ordin de mărime, atît în Si cît și în Ge mobilitatea are la temperatura ambiantă valori de ordinul 10^3 cm²/Vs.

● **Conductivitatea electrică.** Sub acțiunea cîmpului electric aplicat $\overline{\mathcal{E}}$ apar densitățile de curent de electroni ($\overline{J}_p$) și de goluri ($\overline{J}_p$) în sensul mișcării golurilor, respectiv în sens opus mișcării electronilor, adică ambele în sensul cîmpului electric $\overline{\mathcal{E}}$ (fig. 6.15):

$$\overline{J}_p = \frac{dQ}{Adt}\overline{1}_{\mathcal{E}} = \frac{epAdl}{Adt}\overline{1}_{\mathcal{E}} = epv_p\overline{1}_{\mathcal{E}} = ep\overline{v}_p = ep\mu_p\overline{\mathcal{E}}; \tag{6.24}$$

$$\overline{J}_n = \frac{dQ}{Adt}\overline{1}_{\mathcal{E}} = -\frac{enAdl}{Adt}\overline{1}_{\mathcal{E}} = -en\overline{v}_n = en\mu_n\overline{\mathcal{E}}, \tag{6.25}$$

unde $\overline{1}_{\mathcal{E}}$ este versorul cîmpului electric.

Densitatea totală de curent de drift în semiconductor datorată ambelor tipuri de purtători este:

$$\overline{J} = \overline{J}_n + \overline{J}_p = e(n\mu_n + p\mu_p)\,\overline{\mathcal{E}}. \tag{6.26}$$

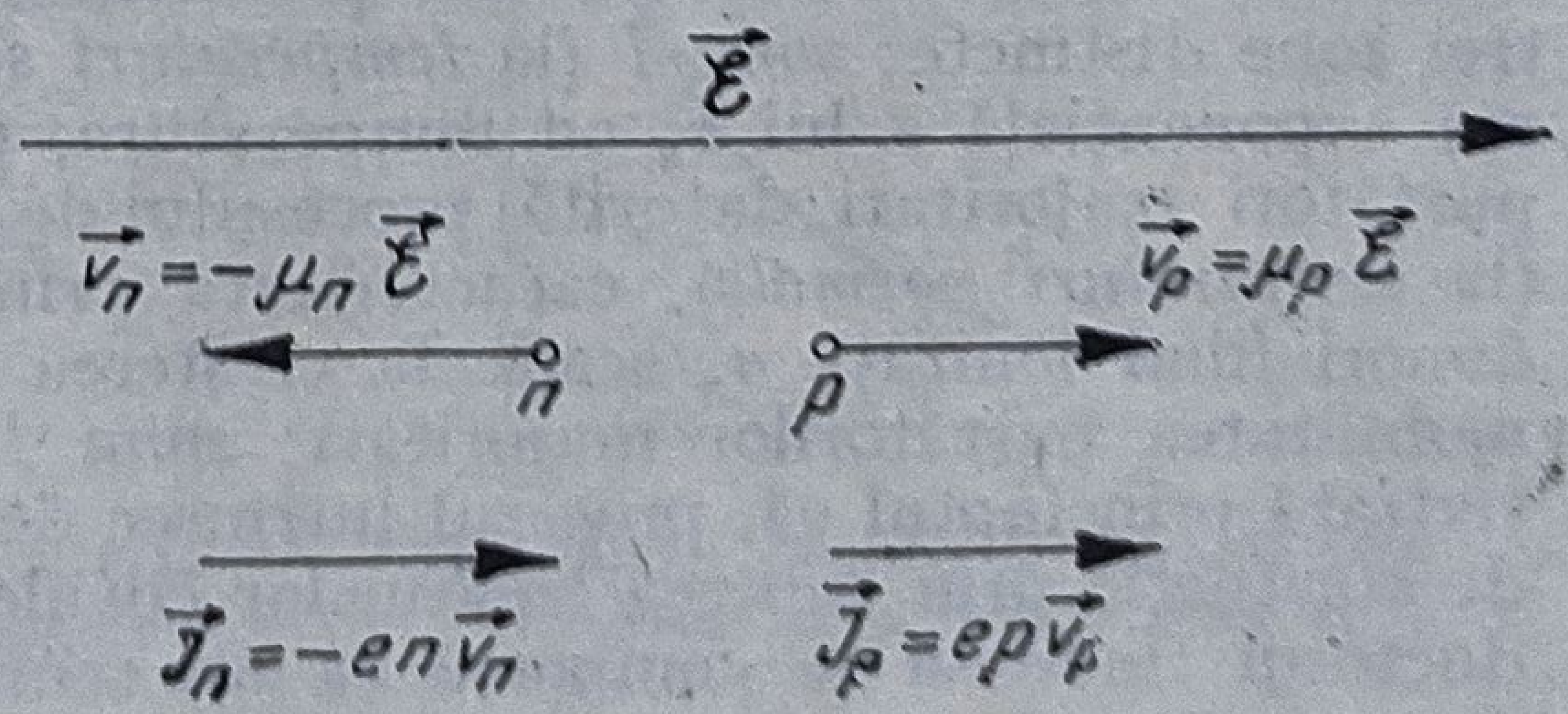


Fig. 6.15. Sensul vitezelor purtătorilor mobili și densităților de curent produse de cîmpul electric $\mathcal{E}$.

Dar, conform legii lui Ohm în formă locală:

$$\bar{J} = \sigma \bar{\mathcal{E}}, \tag{6.27}$$

unde σ reprezintă *conductivitatea electrică.*

Prin identificarea ecuațiilor (6.26) și (6.27) se obține:

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p). \tag{6.28}$$

În cazul metalelor, unde nu există decît electroni de conducție, relația (6.28) devine:

$$\sigma = en\mu_n, \tag{6.29}$$

de unde rezultă că, la creșterea temperaturii, conductivitatea electrică a metalelor scade deoarece numărul n de electroni de conducție este constant, iar mobilitatea lor scade.

În cazul unui semiconductor intrinsec, σ are următoarea expresie:

$$\sigma_i = en_i(\mu_n + \mu_p). \tag{6.30}$$

Se constată că, la creșterea temperaturii, σ_i crește deși μ_n și μ_p scad (aproximativ liniar cu creșterea temperaturii), concentrația intrinsecă n_i crescînd mult mai repede cu temperatura (după o lege de tip exponențial).

În cazul unui semiconductor compensat ($N_a = N_d$), conductivitatea are aceeași expresie (6.30), dar o valoare diferită de cea a semiconductorului intrinsec, deoarece $n_0 = p_0 = n_i$, dar mobilitățile μ_n și μ_p (dependente de concentrația totală de impurități $N_a + N_d$) diferă de valorile corespunzătoare semiconductorului intrinsec.

În cazul unui semiconductor extrinsec la temperatura ambiantă, *conductivitatea electrică a semiconductorului de tip n* ($n \cong N_d \gg n_i$) este:

$$\sigma_n \cong en\mu_n \cong e\mu_n N_d, \tag{6.31}$$

iar *a semiconductorului de tip p* ($p \cong N_a \gg n_i$):

$$\sigma_p \cong ep\mu_p \cong e\mu_p N_a. \tag{6.32}$$

În jurul temperaturii ambiante, semiconductoarele dopate de tip n sau p se caracterizează prin faptul că conductivitatea lor electrică scade la creșterea temperaturii, similar metalelor, concentrația de purtători mobili de sarcină majoritari fiind constantă în ambele cazuri.

Pentru un domeniu de temperatură, *variația tipică a conductivității unui semiconductor extrinsec* este prezentată în figura 6.16, putîndu-se defini trei zone distincte: *zona I* (la *temperaturi scăzute*), caracterizată prin creșterea exponențială a lui σ_n cu temperatura, pe măsură ce crește numărul de purtători majoritari datorită procesului de ionizare a impurităților; *zona II* (la *temperaturi normale*), caracterizată prin faptul că, practic, toți atomii donori fiind ionizați, σ_n scade la creșterea temperaturii la fel cum scade mobilitatea purtătorilor majoritari; *zona III* (la *temperaturi mari*), caracterizată prin faptul că, procesul intrinsec de generare de perechi gol-electron de conducție prin ruperea legăturilor covalente devenind puternic, semiconductorul tinde să se comporte ca un semiconductor intrinsec ($\sigma_n \to \sigma_i$).

6.3.2. FENOMENUL DE DIFUZIE

Datorită concentrațiilor neuniforme a purtătorilor mobili de sarcină, în interiorul semiconductorului *iau naștere mișcări dirijate ale purtătorilor mobili dinspre regiunile cu concentrații mari către regiunile cu concentrații mici de purtători*, ceea ce constituie **fenomenul de difuzie a purtătorilor de sarcină în semiconductor.**

● **Difuzia golurilor.** Pentru a analiza fenomenul de difuzie, se consideră un semiconductor în care *concentrația de purtători*, de exemplu *golurile, variază în lungul axei* x după o lege în conformitate cu figura 6.17, iar distribuția de concentrație este presupusă unidimensională în sensul că în orice secțiune perpendiculară pe axa x concentrația este uniformă. Fie secțiunea transversală caracterizată de coordonata x_0; datorită agitației termice golurile vor străbate interfața x_0 din stînga către dreapta și invers, cu aceeași probabilitate. Se consideră două volume egale de o parte și alta a interfeței x_0 caracterizate de grosimea δ; în unitatea de timp, numărul efectiv de goluri din fiecare volum care străbat interfața este egal cu produsul dintre probabilitatea de traversare și numărul de goluri existente în volumul respectiv. Deoarece concentrațiile nu sînt egale în cele două volume, rezultă că numărul de goluri care traversează interfața x_0 din stînga către dreapta este mai mare decît cel de goluri care trec de la dreapta către stînga, rezultînd astfel un flux net de purtători $\mathcal{F}$, care este orientat spre regiunea cu concentrația mai mică, fiind proporțional cu dezechilibrul concentrațiilor:

$$\mathcal{F} = \text{const.}\,(p_- - p_+), \tag{6.33}$$

unde p_- este concentrația de goluri din volumul δ din stînga lui x_0, iar p_- corespunde volumului δ din dreapta lui x_0.

Prin trecerea la limită, cînd δ tinde către zero, acest flux net de purtători este proporțional cu tangenta la caracteristica de concentrație în punctul x_0:

$$\overline{\mathcal{F}}(x_0) = -D_p\left(\frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x}\right)_{x=x_0} \overline{1}_x, \tag{6.34}$$

unde $\overline{1}_x$ este versorul axei x, iar semnul minus a fost impus de faptul că pentru $\mathrm{d}x > 0$ rezultă $\mathrm{d}p < 0$, corespunzător deplasării purtătorilor. Constanta de proporționalitate D_p nu depinde de concentrație și se numește *coeficient de difuzie a golurilor*.

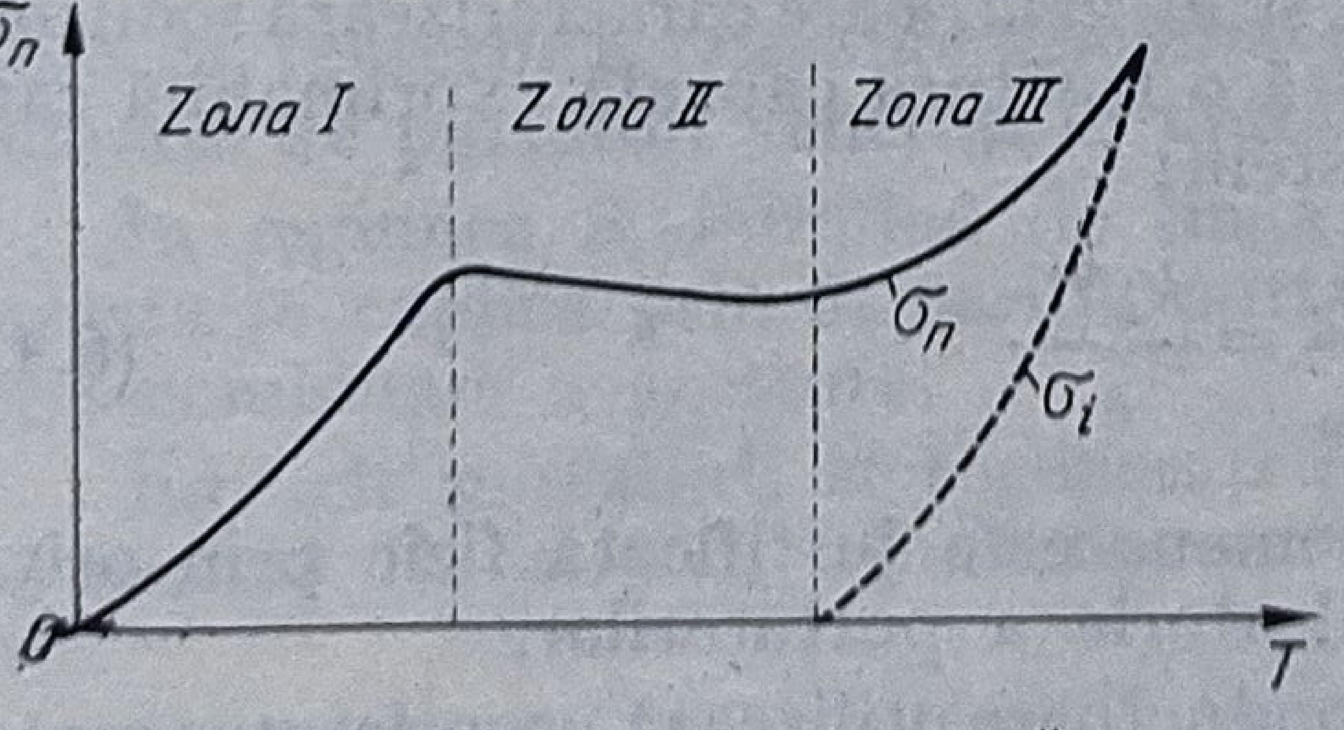


Fig. 6.16. Dependența de temperatură a conductivității electrice în cazul unui semiconductor extrinsec de tip n.

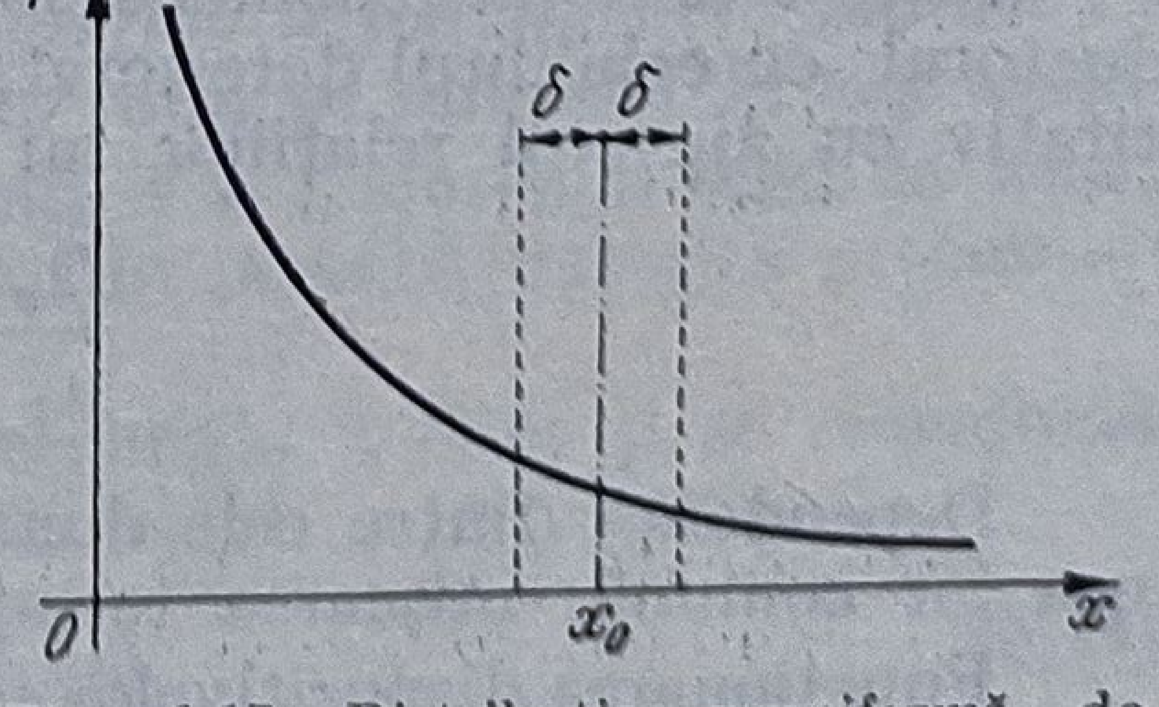


Fig. 6.17. Distribuția neuniformă de goluri de-a lungul axei x.

Fluxul de purtători mobili determină un curent electric caracterizat de densitatea de curent $\bar{J}_p$:

$$\bar{J}_p = e\overline{\mathcal{F}} = - eD_p \frac{dp}{dx} \bar{1}_x. \tag{6.35}$$

În cazul general al variației tridimensionale $p(x, y, z)$, rezultă forma generală a densității de curent electric de goluri:

$$\bar{J}_p = - eD_p \nabla p. \tag{6.36}$$

● Reluînd analiza pentru **difuzia electronilor de conducție,** se obțin expresiile densității de curent de electroni în cazul unidimensional și, respectiv, tridimensional:

$$\bar{J}_n = - e\overline{\mathcal{F}} = eD_n \frac{dn}{dx} \bar{1}_x; \tag{6.37}$$

$$\bar{J}_n = eD_n \nabla n, \tag{6.38}$$

unde D_n este *coeficientul de difuzie a electronilor de conducție.*

În general, coeficienții D_p și D_n au valori de ordinul 10—100 cm^2s^{-1} în Ge și Si, la temperatura ambiantă. După cum rezultă din expresia densității de curent, curentul de difuzie nu depinde de valoarea efectivă a concentrației de purtători din punctul respectiv, ci de dezechilibrul concentrației, caracterizat de gradientul acesteia.

6.3.3. COMPORTAREA UNUI SEMICONDUCTOR SUPUS UNEI INJECȚII OPTICE

De cele mai multe ori, într-un semiconductor există concomitent cîmpuri electrice și gradienți de concentrații. Pentru mici abateri de la echilibru, densitatea totală a curentului de purtători mobili poate fi în mod rezonabil considerată ca o combinație liniară a două *densități de curent componente*, una *de drift* și cealaltă *de difuzie*, corespunzătoare suprapunerii fără interacție a celor două efecte:

$$\bar{J}_p = e(p\mu_p\bar{\mathcal{E}} - D_p \nabla p); \tag{6.39}$$

$$\bar{J}_n = e(n\mu_n\bar{\mathcal{E}} + D_n \nabla n). \tag{6.40}$$

Între cele două fenomene, *driftul* și *difuzia*, care caracterizează semiconductorul cu echilibrul deteriorat, există o legătură cauzală exprimabilă cantitativ cu ajutorul relațiilor lui Einstein:

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{D_n}{\mu_n} = \frac{k_B T}{e}. \tag{6.41}$$

Dependența dintre cele două fenomene este justificată fizic prin originea lor comună: mișcarea termică aleatorie a purtătorilor.

Funcționarea dispozitivelor semiconductoare utilizează proprietatea materialelor semiconductoare de a admite injecția unui exces de purtători mobili de sarcină realizat fie prin acțiunea unui agent fizic extern (ca, de exemplu,

radiația electromagnetică), fie prin pătrunderea de purtători în exces din domeniile învecinate în domeniul considerat.

În continuare se analizează **fenomenele care au loc într-un semiconductor supus unei injecții optice**, pentru simplificare făcîndu-se următoarele *aproximații*:

— modelul utilizat este unidimensional;

— distribuția purtătorilor și curenții sînt invariabili în timp;

— semiconductorul care este neutru la echilibru rămîne aproximativ neutru și la dezechilibru; această presupunere implică, în cazul existenței unei concentrații de purtători în exces în semiconductor, satisfacerea condiției de cvasineutralitate;

— concentrațiile totale de goluri și de electroni sînt puternic dezechilibrate și rămîn astfel după modificarea stării semiconductorului; această ultimă ipoteză poate fi exprimată prin două condiții: semiconductorul este extrinsec și nivelul de injecție este mic, astfel încît apariția concentrațiilor în exces să nu modifice caracterul semiconductorului.

Se consideră un semiconductor extrinsec de tip n (fig. 6.18) constituit dintr-o zonă (definită de $0 \leqslant x \leqslant l$) caracterizată printr-un timp de viață al purtătorilor în exces, τ_1, mare și o zonă (definită de $x > l$) caracterizată printr-o constantă de timp τ_2 mică. În regiunea *1* fenomenul de recombinare este neglijabil ($R \to 0$), în timp ce în regiunea *2* acest fenomen este foarte puternic ($R \to \infty$).

● **Distribuția purtătorilor și curenților într-o bară semiconductoare cu recombinare distribuită neuniform.** Dacă fața $x = 0$ a semiconductorului este supusă unui flux luminos constant, cu fotoni care au energie suficientă pentru a produce perechi electron-gol, atunci într-un strat de grosime neglijabilă din apropierea feței $x = 0$ apare o concentrație pozitivă de electroni și de goluri în exces. Din acest motiv purtătorii în exces, prin difuzie, vor fi injectați în bara semiconductoare.

Deoarece în regiunea *1* efectul de recombinare este neglijabil, toți purtătorii reușesc să o traverseze, curgînd înspre regiunea *2*. Existența unui efect puternic de recombinare în regiunea *2* duce la dispariția rapidă a purtătorilor în exces, astfel încît purtătorii în exces injectați de la suprafață dispar în regiunea *2* lîngă planul $x = l$.

În regiunea *1*, deoarece efectul de recombinare este neglijabil, curenții de goluri și de electroni sînt constanți (fig. 6.19):

$$J_p(x) = eM \quad \text{pentru} \quad 0 < x < l; \tag{6.42}$$

$$J_n(x) = -eM \quad \text{pentru} \quad 0 < x < l, \tag{6.43}$$

unde M reprezintă *viteza de generare de suprafață a purtătorilor*, definită ca numărul de purtători generați în unitatea de timp pe unitatea de suprafață.

In regiunea *2*, începînd de lîngă planul $x = l$, curenții scad la zero; aceasta se explică prin dispariția purtătorilor în perechi, datorită procesului de recombinare a acestora.

Întrucît purtătorii sînt generați în perechi (la $x = 0$) și se recombină în perechi (la $x = l$), densitatea curentului total

$$J = J_p(x) + J_n(x) \tag{6.44}$$

este nulă în bara semiconductoare.

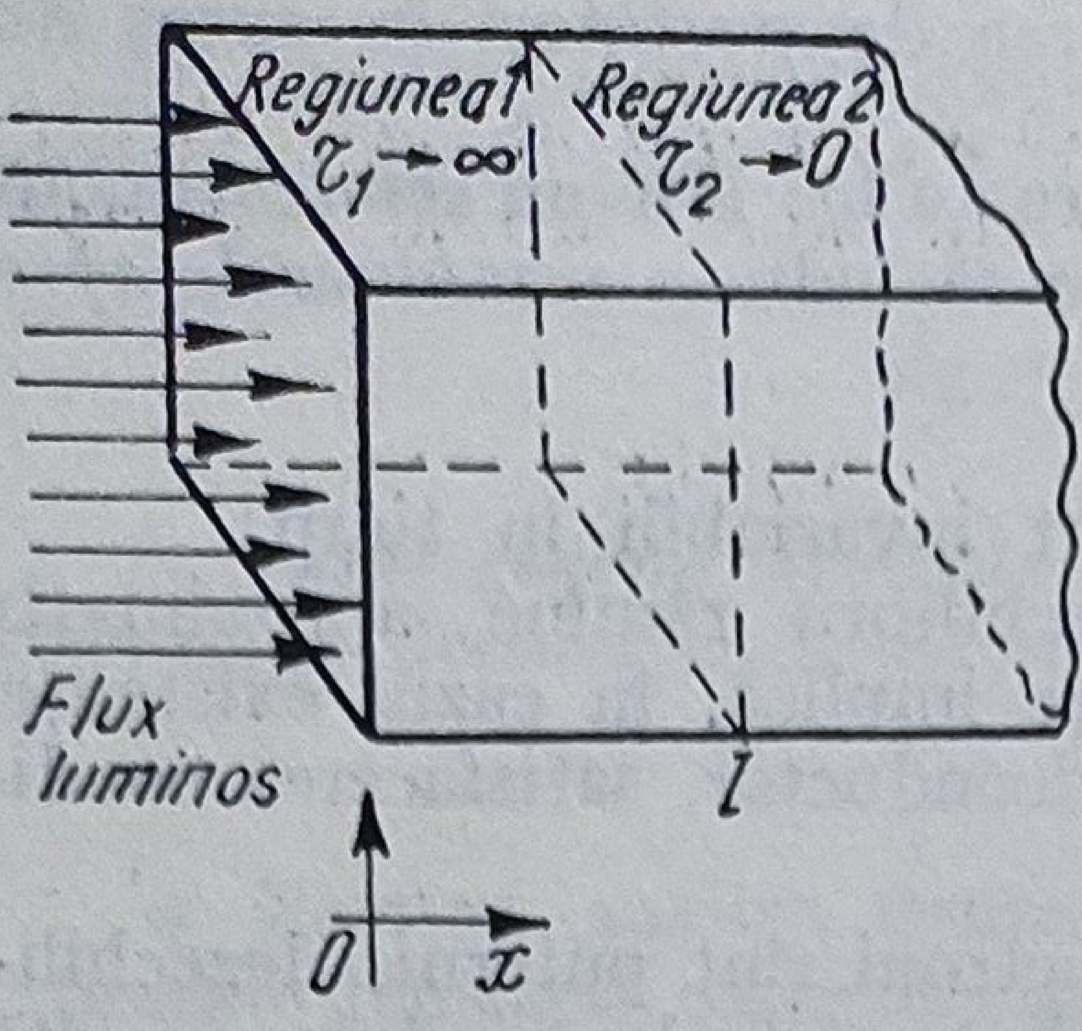


Fig. 6.18, Injecția optică într-o bară semiconductoare cu o regiune fără recombinare.

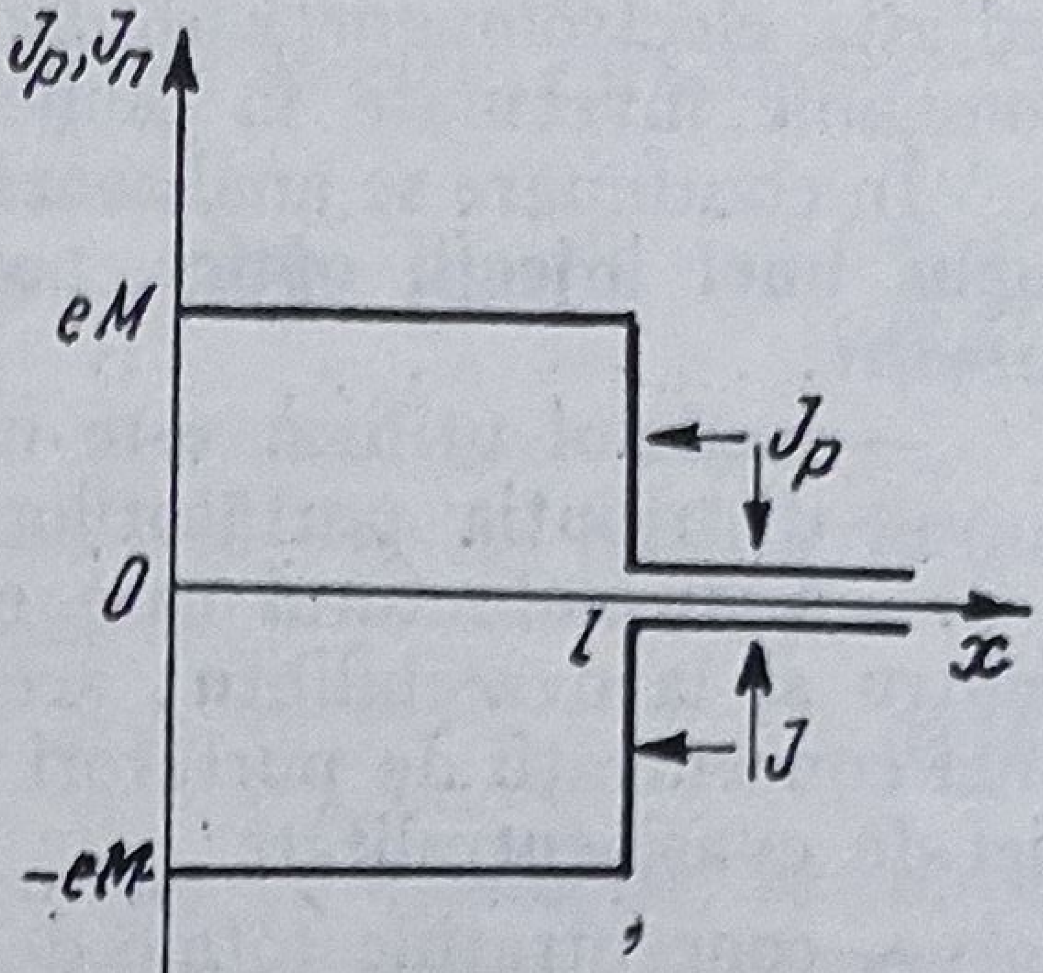


Fig. 6.19. Distribuțiile densităților de curenți în structura din figura 6.18.

Dar într-un semiconductor curentul electric se realizează prin deplasarea purtătorilor mobili de sarcină prin oricare dintre următoarele mecanisme:
— prin drift, produs de un cîmp electric;
— prin difuzie, produsă în materialul semiconductor de un gradient al concentrației de purtători. Astfel, egalînd densitatea curenților de goluri și de electroni din (6.39) și (6.40) cu expresiile lor din (6.42) și (6.43), se obține:

$$J_p(x) = eM = e\left(p\mu_p\mathcal{E}_x - D_p\frac{dp}{dx}\right); \quad 0 < x < l; \tag{6.45}$$

$$J_n(x) = -eM = e\left(n\mu\mathcal{E}_x + D_n\frac{dn}{dx}\right); \quad 0 < x < l. \tag{6.46}$$

Generarea purtătorilor în perechi implică existența egalității:

$$\Delta p = \Delta n, \tag{6.47}$$

ceea ce reprezintă tocmai condiția de cvasineutralitate.
În acest fel se obțin pentru concentrațiile de purtători expresiile:

$$p = p_0 + \Delta p; \tag{6.48}$$

$$n = n_0 + \Delta p. \tag{6.49}$$

Ținînd cont de expresiile (6.48) și (6.49), ecuațiile (6.45) și (6.46) devin:

$$J_p(x) = eM = e\left[p\mu_p\mathcal{E}_x - D_p\frac{d(\Delta p)}{dx}\right]; \tag{6.50}$$

$$J_n(x) = -eM = e\left[n\mu_n\mathcal{E}_x + D_n\frac{d(\Delta n)}{dx}\right]. \tag{6.51}$$

Eliminînd cîmpul electric din ecuațiile (6.50) și (6.51) se obține:

$$\frac{d(\Delta p)}{dx} = -M\frac{n\mu_n + p\mu_p}{n\mu_n D_p + p\mu_p D_n} \cong -\frac{M}{D_p}; \quad 0 < x < l, \tag{6.52}$$

aproximația fiind valabilă în cazul concentrațiilor dezechilibrate ($n \gg p$).

Prin integrare și ținînd cont de condițiile la limită se obține:

$$\Delta p(x) = \frac{M}{D_p}(l - x); \quad 0 < x < l. \tag{6.53}$$

Deci *injecția de purtători mobili de sarcină determină o scădere liniară a concentrației de purtători în exces (fig. 6.20), avînd valoarea maximă în vecinătatea regiunii unde se produce injecția de purtători și anulîndu-se în regiunea unde efectul de recombinare este puternic.*

În regiunea 1 a barei semiconductoare concentrația purtătorilor în exces este mult mai mică decît concentrația purtătorilor majoritari (fig. 6.21). Din acest motiv concentrația purtătorilor majoritari, în cazul unei injecții de purtători, variază extrem de puțin. În schimb, concentrația purtătorilor minoritari variază puternic; în cazul injecției, concentrația purtătorilor în exces este mult mai mare decît concentrația purtătorilor minoritari de la echilibru.

În regiunea 2 a barei semiconductoare, recombinarea puternică a purtătorilor mobili de sarcină face ca în această regiune concentrațiile de goluri și de electroni să aibă valorile de la echilibru.

Eliminînd mărimea $\frac{d(\Delta p)}{dx}$ din ecuațiile (6.50) și (6.51) se obține pentru cîmpul electric care apare la injecție în interiorul barei semiconductoare, următoarea expresie:

$$\mathcal{E}_x = M \frac{D_n - D_p}{n\mu_n D_p + p\mu_p D_n} \cong M \frac{\frac{D_n}{D_p} - 1}{n_0 \mu_n}; \quad 0 < x < l, \tag{6.54}$$

unde s-a avut în vedere că la dezechilibru concentrația purtătorilor majoritari este mult mai mare decît concentrația purtătorilor minoritari ($n \gg p$), iar concentrația la echilibru a purtătorilor majoritari nu este practic afectată de purtătorii în exces.

Deci cîmpul electric care apare în regiunea 1 este constant; sensul acestuia este dat de raportul $\frac{D_n}{D_p}$. În cazul siliciului și al germaniului $D_p < D_n$ și deci cîmpul electric este dirijat spre regiunea cu efect puternic de recombinare.

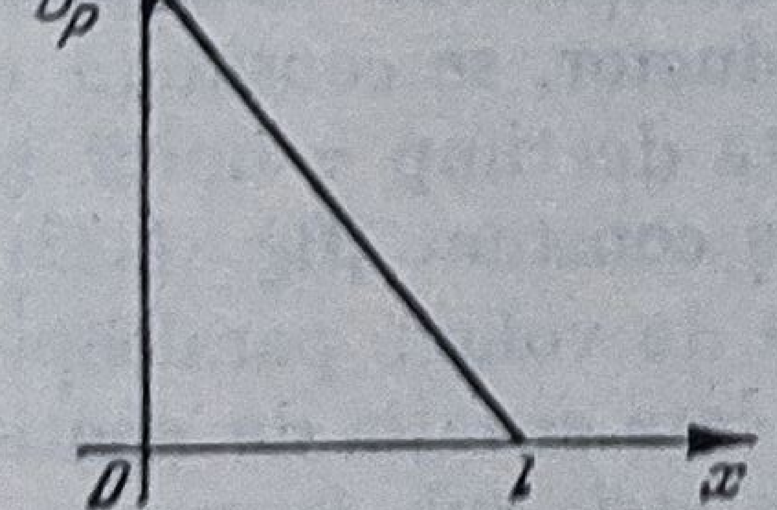


Fig. 6.20. Distribuția purtătorilor în exces în structura din figura 6.18.

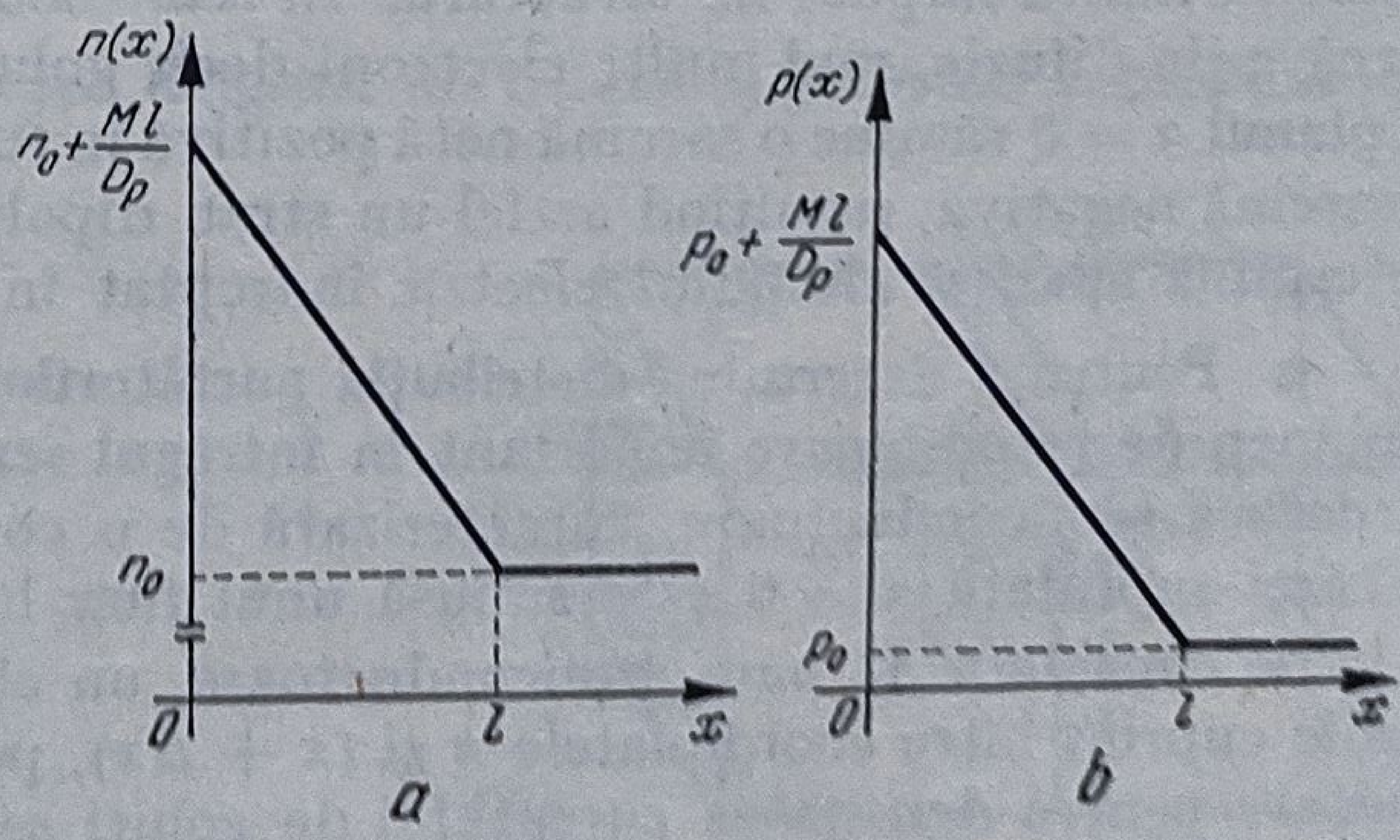


Fig. 6.21. Distribuția purtătorilor în structura din figura 6.18:
a — distribuția electronilor; *b* — distribuția golurilor.

În regiunea 2, unde nu există purtători în exces și curenți, cîmpul electric este nul.

Rolul acestui cîmp poate fi pus în evidență pornind de la expresiile densității curenților de goluri și de electroni. În acest scop, dacă se folosesc relațiile (6.52) și (6.54) se obțin următoarele ecuații:

$$J_p = eM \frac{p}{n_0} \cdot \frac{\mu_p}{\mu_n} \left(\frac{D_n}{D_p} - 1 \right) + eM ; \tag{6.55}$$

$$J_n = eM \left(\frac{D_n}{D_p} - 1 \right) - eM \frac{D_n}{D_p}, \tag{6.56}$$

în care se observă că primii termeni caracterizează densitățile curenților de drift, iar ceilalți termeni corespund densităților curenților de difuzie. *Componentele de difuzie ale golurilor și electronilor sînt comparabile* deoarece coeficienții de difuzie sînt de același ordin de mărime. *Componentele de drift*, în schimb, sînt mult diferite, deoarece p este mult mai mic decît n_0. Ecuația (6.55) arată, de asemenea, că *purtătorii minoritari au o componentă de drift mult mai mică decît componenta de difuzie*. Prin urmare, curgerea purtătorilor minoritari este slab influențată de cîmpul electric; practic, aceasta este determinată doar de mecanismul de difuzie.

În schimb, curgerea purtătorilor majoritari este puternic influențată de cîmpul electric; din acest motiv rezultă că *purtătorii majoritari circulă atît prin difuzie, cît și prin drift*.

○ **Concluzii.** Explicația fizică a acestor fenomene lămurește în același timp și **cauza apariției cîmpului electric în semiconductor.** Astfel, în semiconductor, în urma injecției, în lipsa cîmpului electric, curenții de goluri și de electroni sînt inegali din cauza coeficienților de difuzie diferiți. Așadar, cauza apariției cîmpului electric o constituie injecția de purtători în exces; ca urmare a apariției cîmpului electric, apar componentele de drift ale curentului. Componenta de drift a purtătorilor minoritari nu afectează apreciabil curgerea acestora; în schimb, componenta de drift a purtătorilor majoritari se opune difuziei acestora, îi frînează, realizînd o echilibrare a curenților. În acest mod, curentul total în semiconductor se anulează și deci sînt îndeplinite condițiile la limită impuse de structură. În semiconductor în acest caz se deplasează, prin difuzie, mai mulți electroni decît goluri spre zona de recombinare; în planul $x = 0$ rămîne o sarcină netă pozitivă în timp ce la $x = l$ se acumulează o sarcină negativă, rezultînd astfel un strat dipolar de sarcini spațiale, care determină apariția cîmpului electric îndreptat în sensul crescător al axei x.

● Pentru a determina **distribuția purtătorilor și curenților în cazul unui fenomen de recombinare important în întregul semiconductor,** se consideră o structură semiconductoare, caracterizată de o constantă de timp τ finită și a cărei suprafață $x = 0$ este supusă unui flux luminos constant (fig. 6.22).

Se consideră, în bara semiconductoare, un element de volum paralelipipedic cuprins între coordonatele x și $(x + \Delta x)$, pentru care ecuația de continuitate pentru densitatea curentului de goluri se poate scrie sub forma:

$$J_p(x) = J_p(x + \Delta x) + J_R(x) \tag{6.57}$$

unde:

$J_p(x)$ reprezintă densitatea curentului de goluri care intră în elementul de volum;

$J_p(x+\Delta x)$ — densitatea curentului de goluri care părăsește elementul de volum;

$J_R(x)$ — densitatea curentului de goluri care dispare prin recombinare în interiorul elementului de volum.

Presupunînd elementul de volum suficient de subțire, se poate aproxima concentrația de goluri în exces din interiorul acestuia cu concentrația Δp existentă în centrul elementului de volum; în consecință densitatea curentului de goluri care dispar prin recombinare în interiorul elementului de volum este:

$$J_R(x) = e\frac{\Delta p}{\tau}\Delta x. \tag{6.58}$$

Deci:

$$\frac{J_p(x+\Delta x)-J_p(x)}{\Delta x} = -e\frac{\Delta p}{\tau} \tag{6.59}$$

sau, trecînd la limită,

$$\frac{\mathrm{d}J_p}{\mathrm{d}x} = -e\frac{\Delta p}{\tau}. \tag{6.60}$$

Această ecuație reprezintă relația de legătură dintre densitatea curentului de goluri J_p și viteza locală de recombinare $\frac{\Delta p}{\tau}$.

Întrucît curentul de purtători minoritari circulă în principal prin difuzie și este influențat foarte slab de cîmpul electric:

$$J_p \cong -eD_p\frac{\mathrm{d}(\Delta p)}{\mathrm{d}x}. \tag{6.61}$$

Ecuația de continuitate devine:

$$\frac{d^2(\Delta p)}{\mathrm{d}x^2} - \frac{\Delta p}{L_p^2} = 0, \tag{6.62}$$

unde constanta L_p se numește lungime de difuzie a golurilor și este definită astfel: $L_p = \sqrt{\tau D_p}$.

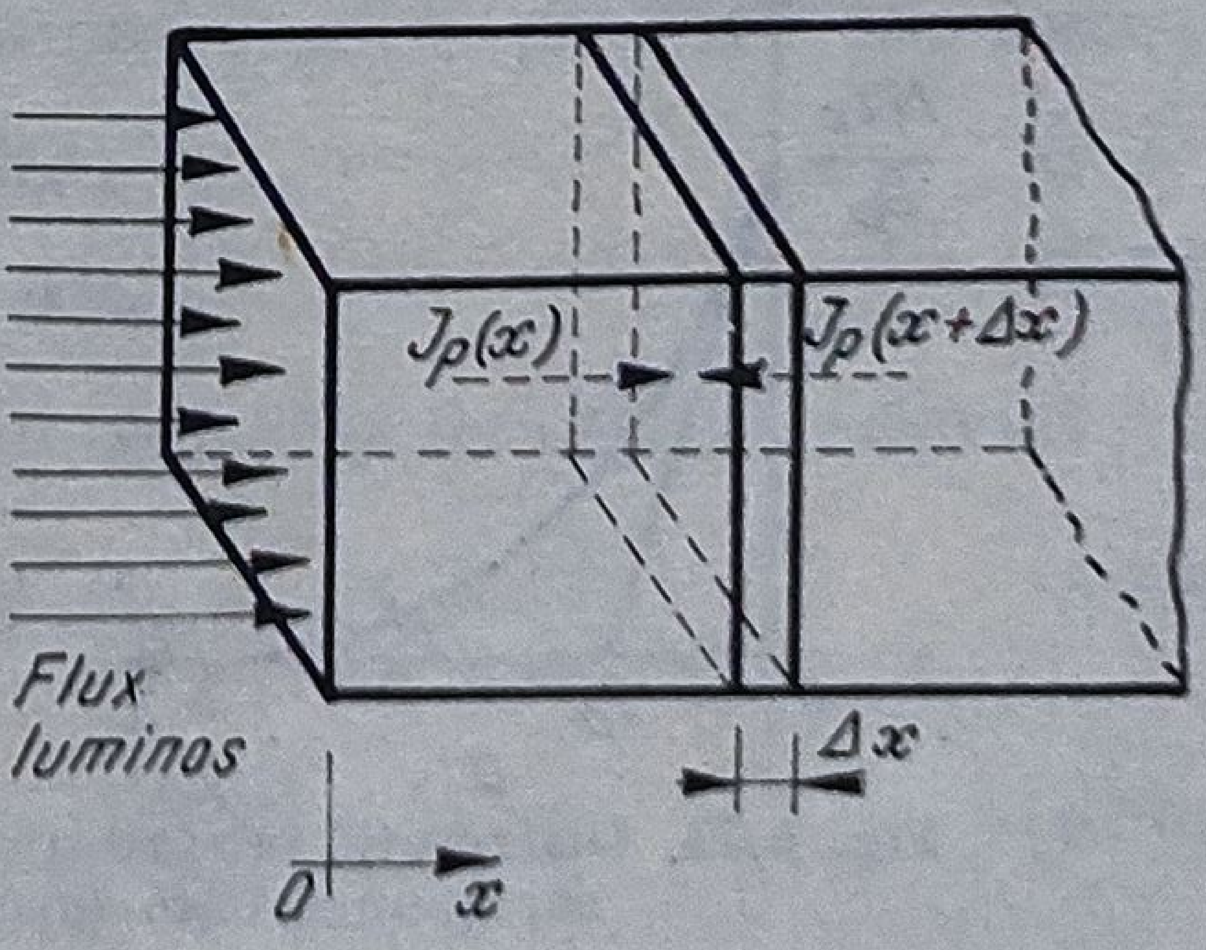


Fig. 6.22. Injecția optică într-o bară semiconductoare cu efect de recombinare] distribuit uniform.

Soluția acestei ecuații, în condițiile la limită date, este:

$$\Delta p(x) = \frac{ML_p}{D_p} e^{-\frac{x}{L_p}} = \Delta p(0) e^{-\frac{x}{L_p}}, \tag{6.64}$$

iar curentul de purtători minoritari capătă forma:

$$J_p(x) = eM e^{-\frac{x}{L_p}} = J_p(0) e^{-\frac{x}{L_p}}. \tag{6.65}$$

În figura 6.23, *a* se reprezintă distribuția concentrației $\Delta p(x)$ a purtătorilor în exces și respectiv, în figura 6.23, *b* a densității curentului în cazul cînd se ține seama de efectul de recombinare. În imediata vecinătate a planului $x = L_p$ se obține:

$$\Delta p(L_p) = \frac{\Delta p(0)}{e}; \tag{6.66}$$

$$J_p(L_p) = \frac{J_p(0)}{e}, \tag{6.67}$$

de unde rezultă că lungimea de difuzie L_p reprezintă distanța de-a lungul căreia concentrația de purtători în exces, precum și densitatea curentului de purtători, se micșorează de $e = 2,71$ ori.

○ **Observație.** În cazul semiconductoarelor neuniform dopate, distribuția de impurități variază spațial în semiconductor. Pentru studiu se adoptă însă *modelul unidimensional, invariabil în timp, în care se presupune că sînt îndeplinite condițiile de cvasineutralitate și că nivelul de injecție este mic.* Distribuția de impurități fiind neuniformă, concentrațiile de echilibru ale golurilor și electronilor vor varia în interiorul semiconductorului; aceasta determină apariția curenților de difuzie atît pentru goluri, cît și pentru electroni. Din acest motiv în semiconductor apare un cîmp electric intern care prin curenții de drift generați compensează curenții de difuzie, permițînd îndeplinirea

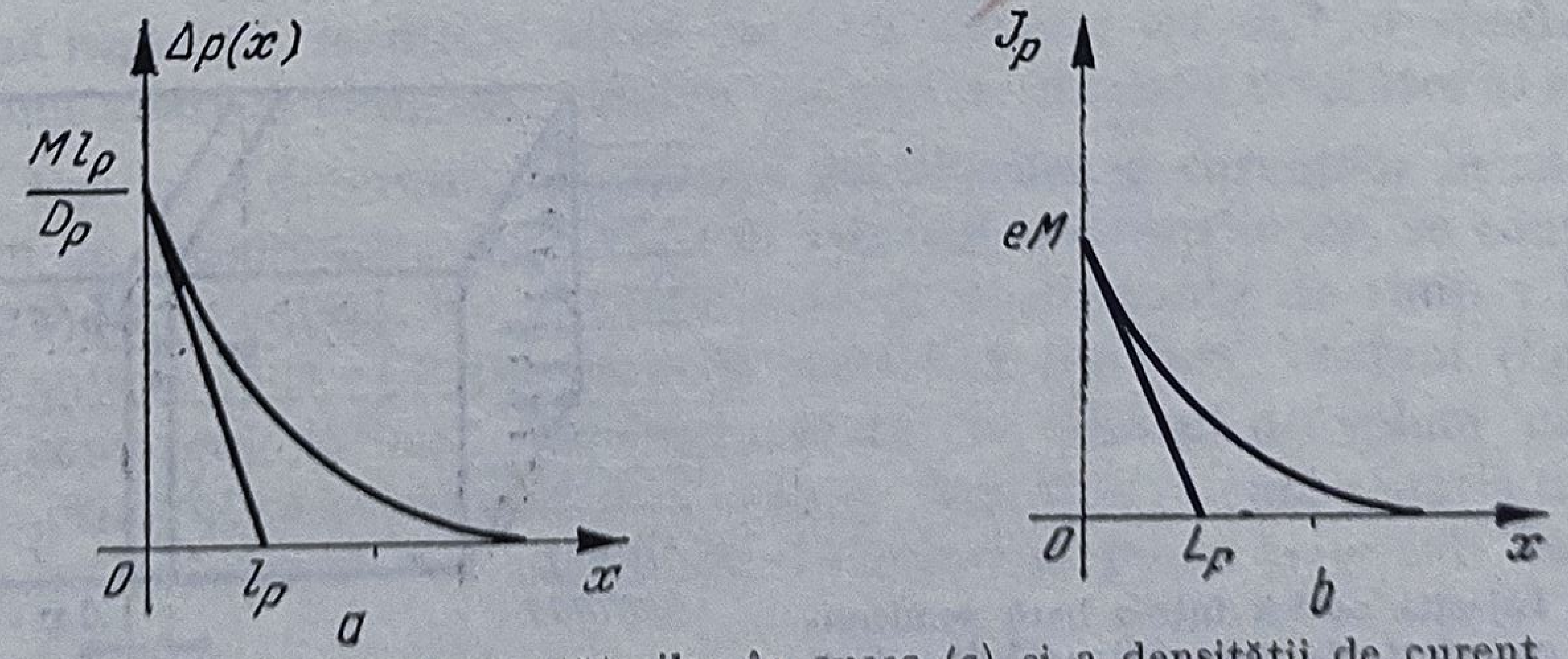


Fig. 6.23. Distribuția purtătorilor în exces (*a*) și a densității de curent corespunzătoare (*b*) în structura din figura 6.22.

condiției de neutralitate. Condiția de neutralitate în semiconductor poate fi exprimată prin relațiile:

$$p_0\mu_p\mathcal{E}_{x_0} - D_p\frac{\mathrm{d}p_0}{\mathrm{d}x} = 0; \tag{6.68}$$

$$n_0\mu_n\mathcal{E}_{x_0} + D_n\frac{\mathrm{d}n_0}{\mathrm{d}x} = 0. \tag{6.69}$$

Pornind de la relațiile (6.68) și (6.69) și folosind relațiile lui Einstein, se obține expresia cîmpului electric:

$$\mathcal{E}_{x_0} = \frac{kT}{e}\cdot\frac{1}{p_0}\cdot\frac{\mathrm{d}p_0}{\mathrm{d}x} = \frac{kt}{e}\cdot\frac{1}{n_0}\cdot\frac{\mathrm{d}n_0}{\mathrm{d}x}. \tag{6.70}$$

Deci cîmpul electric intern depinde de concentrațiile de purtători mobili p_0 și n_0 și implicit de concentrația de impurități ce dopează semiconductorul.

Variația spațială a cîmpului electric implică existența unei sarcini locale, ca o consecință a legii lui Gauss; aceasta înseamnă că în semiconductorul dopat neuniform aflat la echilibru există abateri de la neutralitate. Un studiu detaliat al acestei situații arată că aceste abateri sînt suficient de mici dacă gradientul concentrației de impurități este limitat.

Potențialul electric asociat cîmpului electric intern are expresia:

$$V(x) = -\frac{kT}{e}\ln\frac{p_0}{n_i} = \frac{kT}{e}\ln\frac{n_0}{n_i}. \tag{6.71}$$

Cunoscînd potențialele $V(x_1)$ și $V(x_2)$ în planele $x = x_1$ și $x = x_2$ din semiconductor, diferența de potențial dintre cele două plane este:

$$U_{12} = V(x_1) - V(x_2) = \frac{kT}{e}\ln\frac{n_1}{n_2}. \tag{6.72}$$

Deci, *în semiconductorul dopat neuniform aflat la echilibru, diferența de potențial dintre două plane depinde numai de concentrațiile purtătorilor din aceste plane.* În cazul în care un semiconductor de tip n neuniform dopat este supus unei injecții de purtători, cîmpul electric este:

$$\mathcal{E}_x = \mathcal{E}_{x0} + \mathcal{E}_{xi},$$

unde $\mathcal{E}_{xi}$ este componenta datorată injecției.
Dacă se consideră îndeplinită condiția de cvasineutralitate, precum și cea a unui nivel de injecție mic, concentrațiile de purtători se pot scrie sub forma:

$$p = p_0 + \Delta p; \tag{6.73}$$

$$n = n_0 + \Delta p \cong n_0. \tag{6.74}$$

Deci expresiile densităților curenților de goluri și de electroni devin:

$$J_p = e(p_0 + \Delta p)\mu_p\mathcal{E}_{xi} + e\Delta p\mu_p\mathcal{E}_{x0} - eD_p\frac{\mathrm{d}(\Delta p)}{\mathrm{d}x}; \tag{6.75}$$

$$J_n = en_0\mu_n\mathcal{E}_{xi} + eD_n\frac{\mathrm{d}(\Delta p)}{\mathrm{d}x}. \tag{6.76}$$

Ultimii termeni din membrul drept al acestor ecuaţii caracterizează densităţile curenţilor de difuzie; ceilalţi termeni corespund densităţii curenţilor de drift. Componentele de difuzie ale golurilor şi electronilor sînt comparabile deoarece gradienţii sînt egali, iar coeficienţii de difuzie sînt de acelaşi ordin de mărime.

Componentele de drift ale golurilor şi electronilor datorate cîmpului $\mathcal{E}_{xi}$ sînt diferite; deoarece $p_0 + \Delta p$ este mult mai mic decît n_0 componenta de drift a golurilor este mult mai mică decît cea a electronilor.

În acest caz interesează situaţia în care densitatea curentului de purtători minoritari este determinată numai de ultimii doi termeni din ecuaţia (6.75):

$$J_p \cong e\Delta p \mu_p \mathcal{E}_{x0} - eD_p \frac{d(\Delta p)}{dx}. \tag{6.77}$$

Prin urmare, cîmpul electric produs prin injecţie are un efect neglijabil asupra curgerii purtătorilor minoritari; în schimb cîmpul electric intern influenţează considerabil curgerea acestora. Din acest motiv, într-un material semiconductor dopat neuniform aflat la dezechilibru, purtătorii minoritari circulă atît prin drift, datorită cîmpului care există în semiconductor înaintea injecţiei, cît şi prin difuzie, produsă de gradientul concentraţiei purtătorilor minoritari.

Concluziile obţinute pentru semiconductorul dopat neuniform, care are un cîmp electric intern, se pot aplica şi unui semiconductor omogen în care cîmpul electric este generat de sarcini din afara semiconductorului. Astfel, dacă la capetele unei bare semiconductoare omogene se aplică o diferenţă de potenţial atunci prin bară va circula un curent şi va exista un cîmp electric în interiorul ei. Dacă în această bară se injectează purtători în exces, curgerea purtătorilor minoritari va fi influenţată neglijabil de cîmpul de injecţie; în schimb, aceasta este influenţată de cîmpul electric existent în semiconductor înaintea injecţiei, precum şi de gradientul de purtători în exces ce apare în semiconductor datorită injecţiei.

6.4. JONCŢIUNEA *pn*. DIODA SEMICONDUCTOARE CU JONCŢIUNI

Se presupune un cristal semiconductor format din două regiuni impurificate selectiv (fig. 6.24). Prima regiune este impurificată cu atomi de impurităţi acceptoare, avînd deci conductibilitate de tip p, în care purtătorii majoritari sînt golurile, iar purtătorii minoritari—electronii. Regiunea a doua este impurificată cu atomi de impurităţi donoare, avînd deci conductibilitate de tip n, în care purtătorii majoritari sînt electronii, iar purtătorii minoritari — golurile. *Regiunea de trecere de la o conductibilitate de un anumit tip la o conductibilitate de tipul opus, într-o porţiune foarte îngustă a unui cristal semiconductor* (de ordinul 10^{-6}—10^{-4} cm, depinzînd de tehnologia de fabricare), se numeşte **joncţiune** ***pn***. Proprietăţile joncţiunii *pn* stau la baza funcţionării marii majorităţi a dispozitivelor semiconductoare discrete şi integrate [35, 42].

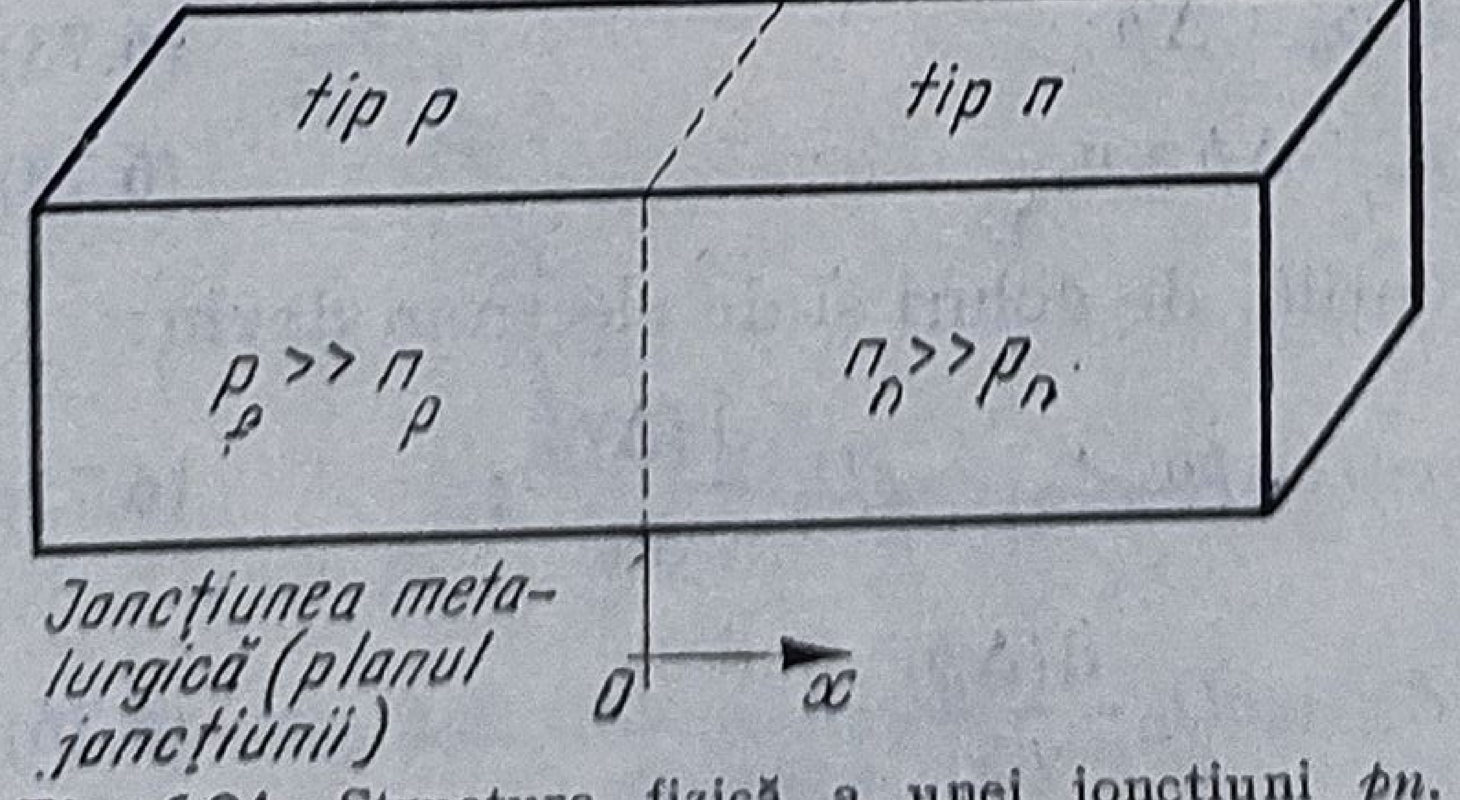


Fig. 6.24. Structura fizică a unei joncţiuni *pn*.

6.4.1. JONCŢIUNEA *pn* LA ECHILIBRU

● **Joncţiunea *pn* idealizată.** În figura 6.25 se prezintă *distribuţia de impurităţi* în cazul unei joncţiuni *pn* abrupte (idealizate).

O joncţiune *pn* este la echilibru atunci cînd aceasta este la o temperatură uniformă şi cînd asupra sa nu acţionează nici o perturbaţie externă, cum ar fi lumina sau o tensiune de polarizare.

Se consideră structura fizică a unei joncţiuni *pn* abrupte (idealizate), în condiţii de echilibru.

În *regiunea omogenă de tip p*, departe de joncţiune, concentraţiile de goluri (purtătorii majoritari) şi de electroni (purtătorii minoritari) sînt uniforme şi sînt determinate numai de concentraţia acceptorilor ($N_A \gg n_i$) şi de temperatură. Concentraţiile la echilibru de goluri (p_{p0}) şi de electroni (n_{p0}) sînt date de relaţiile:

$$\left.\begin{array}{l} p_{p0} \cong N_A \\ n_{p0} \cong \dfrac{n_i^2(T)}{N_A} \end{array}\right\} p_{p0} \gg n_{p0}, \tag{6.78}$$

unde $N_A = N_a - N_d$.

Pentru valori tipice ale concentraţiei de impuritate acceptoare (N_A), raportul dintre concentraţia purtătorilor majoritari şi minoritari la echilibru (p_{p0}/n_{p0}) este de ordinul $10^8 - 10^{10}$.

În mod similar, *în regiunea omogenă de tip n*, departe de joncţiune, concentraţiile de electroni (purtători majoritari) şi de goluri (purtători minoritari) sînt uniforme şi sînt determinate, de asemenea, numai de concentraţia donorilor ($N_D \gg n_i$) şi de temperatură. Concentraţiile la echilibru de electroni (n_{n0}) şi de goluri (p_{n0}) sînt date de relaţiile:

$$\left.\begin{array}{l} n_n \cong N_D \\ p_{n0} \cong \dfrac{n_i^2(T)}{N_D} \end{array}\right\} n_{n0} \gg p_{n0}, \tag{6.79}$$

unde $N_D = N_d - N_a$.

La valori tipice pentru concentraţia de impurităţi donoare (N_D), raportul dintre concentraţia purtătorilor majoritari şi concentraţia purtătorilor minoritari n_{n0}/p_{n0} este de asemenea de ordinul $10^8 - 10^{10}$.

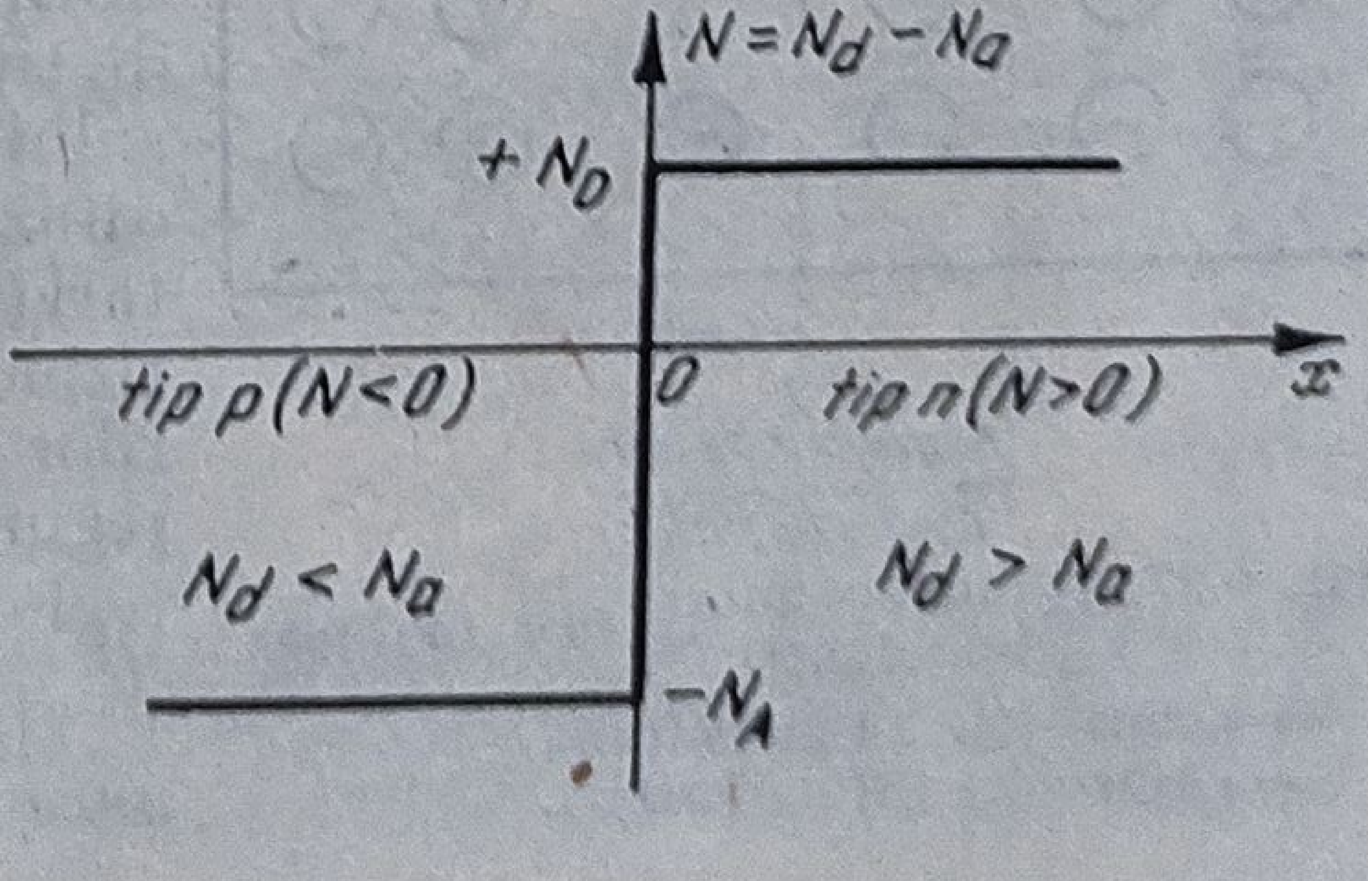


Fig. 6.25. Distribuţia de impurităţi la o joncţiune *pn* abruptă:
$N = N_d - N_a$ — concentraţia netă de impurităţi; N_a — concentraţia impurităţilor acceptoare; N_d — concentraţia impurităţilor donoare; N_A, N_D — concentraţiile nete de impurităţi în regiunile omogene de tip *p*, respectiv de tip *n*.

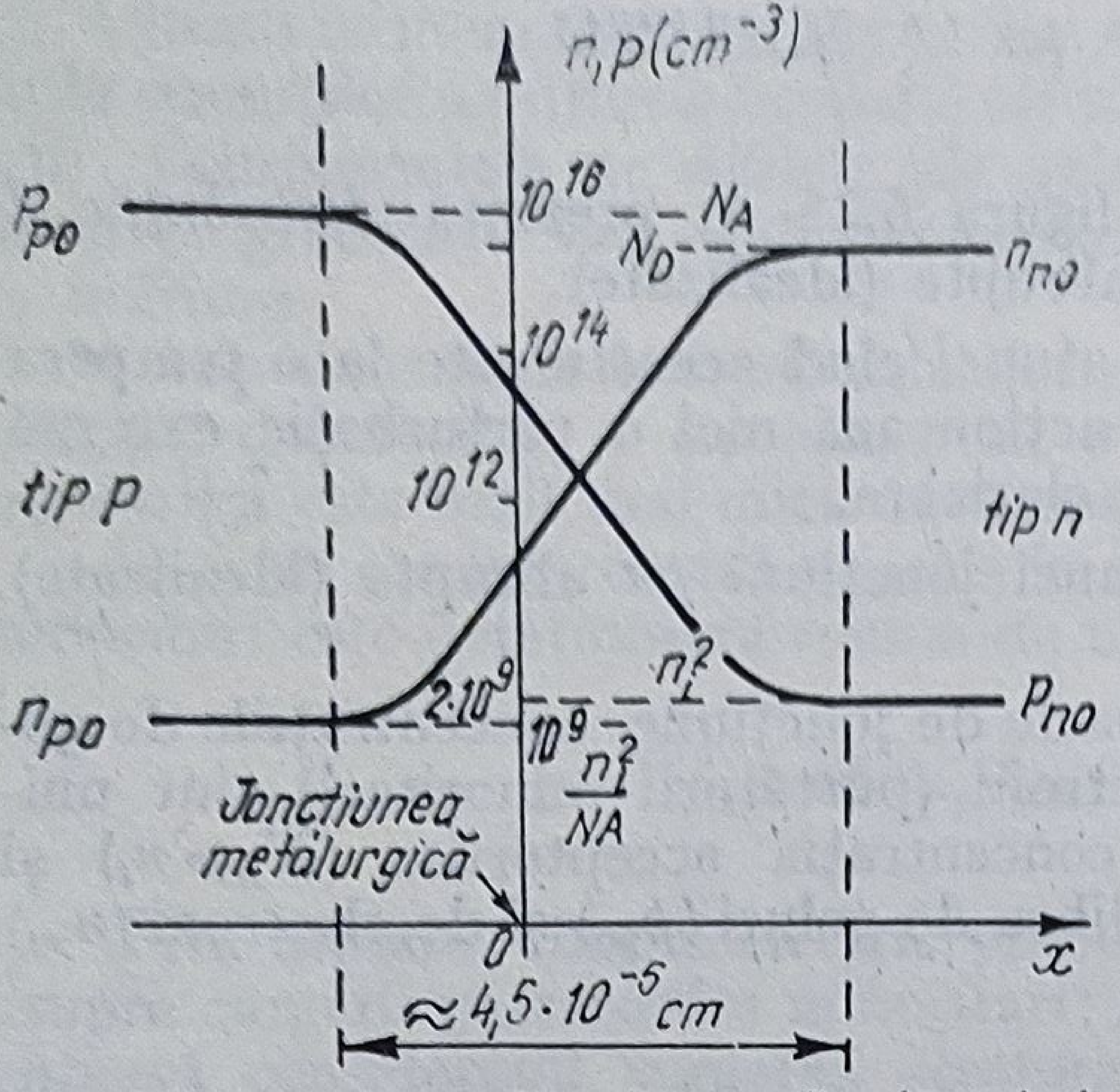


Fig. 6.26. Concentrațiile de purtători majoritari și minoritari la echilibru pentru un material semiconductor (*Ge*) în care: $n_i^2=10^{25}$ cm^{-6}; $N_D=5.10^{15}$ cm^{-3}; $N_A=10^{16}$ cm^{-3}.

● În apropiere de planul joncțiunii există gradienți ai concentrației de goluri și de electroni (fig. 6.26). Datorită existenței și orientării gradienților concentrațiilor de purtători, în apropierea planului joncțiunii apare un proces natural de **difuzie a purtătorilor mobili de sarcină,** *dinspre regiunile cu concentrație mare spre regiunile cu concentrație scăzută.* Astfel, golurile, purtători majoritari în regiunea de tip *p*, tind să difuzeze în regiunea de tip *n*, iar electronii, purtători majoritari în regiunea de tip *n*, tind să difuzeze în regiunea de tip *p*. Prin aceasta, concentrațiile purtătorilor mobili de sarcină din cele două regiuni ale joncțiunii tind să se uniformizeze. Desigur, vor difuza mai întîi purtătorii majoritari din imediata vecinătate a planului joncțiunii ($x=0$).

Prin difuzia purtătorilor majoritari prin planul joncțiunii, în locul acestora vor rămîne necompensate sarcinile ionilor imobili din nodurile rețelei cristaline. Astfel, în regiunea de tip *p*, în imediata vecinătate a planului joncțiunii, prin plecarea golurilor majoritare sarcina electrică negativă a ionilor acceptori ficși în rețeaua cristalină a materialului semiconductor nu mai este neutralizată și se formează aici o porțiune cu sarcină spațială negativă. Similar, în regiunea de tip *n* din apropierea planului joncțiunii, prin plecarea electronilor majoritari, sarcina electrică pozitivă a ionilor donori ficși în rețeaua semiconductorului nu mai este compensată și se formează aici o porțiune de sarcină spațială pozitivă.

Așadar, prin difuzia purtătorilor de sarcină majoritari, de o parte și de alta a planului joncțiunii se formează *regiunea de trecere* sau *regiunea de sarcină electrică spațială*, constituită din două straturi vecine cu sarcini electrice de semn contrar. În figura 6.27 se evidențiază formarea regiunii de sarcină spațiale la o joncțiune *pn* la echilibru.

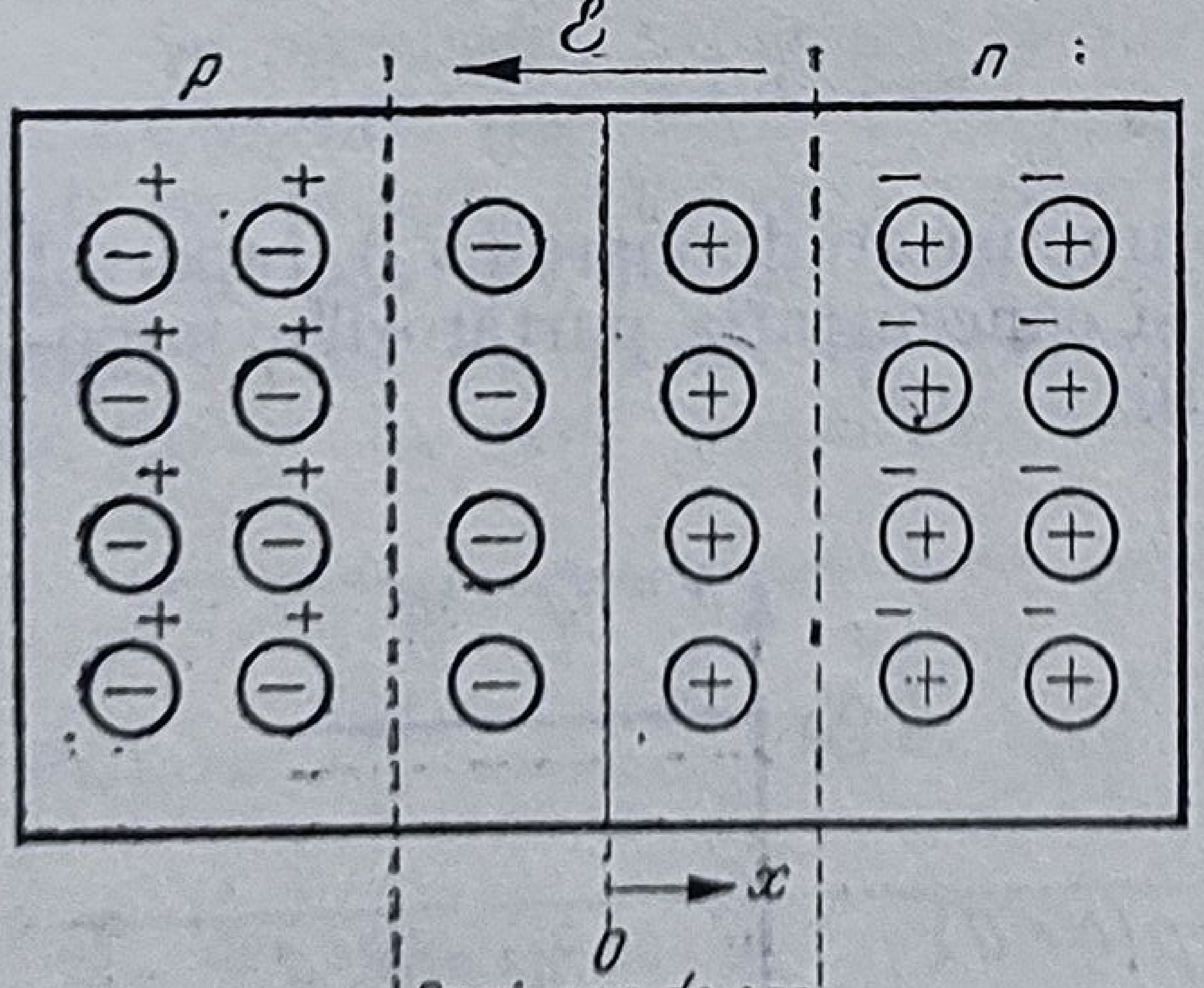


Fig. 6.27. ⊖ ioni acceptori, ⊕ ioni donori } ficși în rețea; + goluri, − electroni } purtători majoritari.

● Distribuția sarcinii electrice spațiale la o joncțiune *pn*—care reprezintă un strat dipolar—determină apariția unui **cîmp electric intern** $\mathcal{E}$ îndreptat dinspre regiunea de tip *n* înspre regiunea de tip *p*. Acest cîmp electric, datorită sensului său, tinde să frîneze procesul de difuzie a purtătorilor de sarcină majoritari (se opune cauzei care l-a creat); favorizînd în același timp deplasarea purtătorilor de sarcină minoritari (electronii în regiunea de tip *p*, respectiv golurile în regiunea de tip *n*).

○ **În concluzie,** putem privi *joncțiunea pn* ca fiind formată dintr-un *strat*

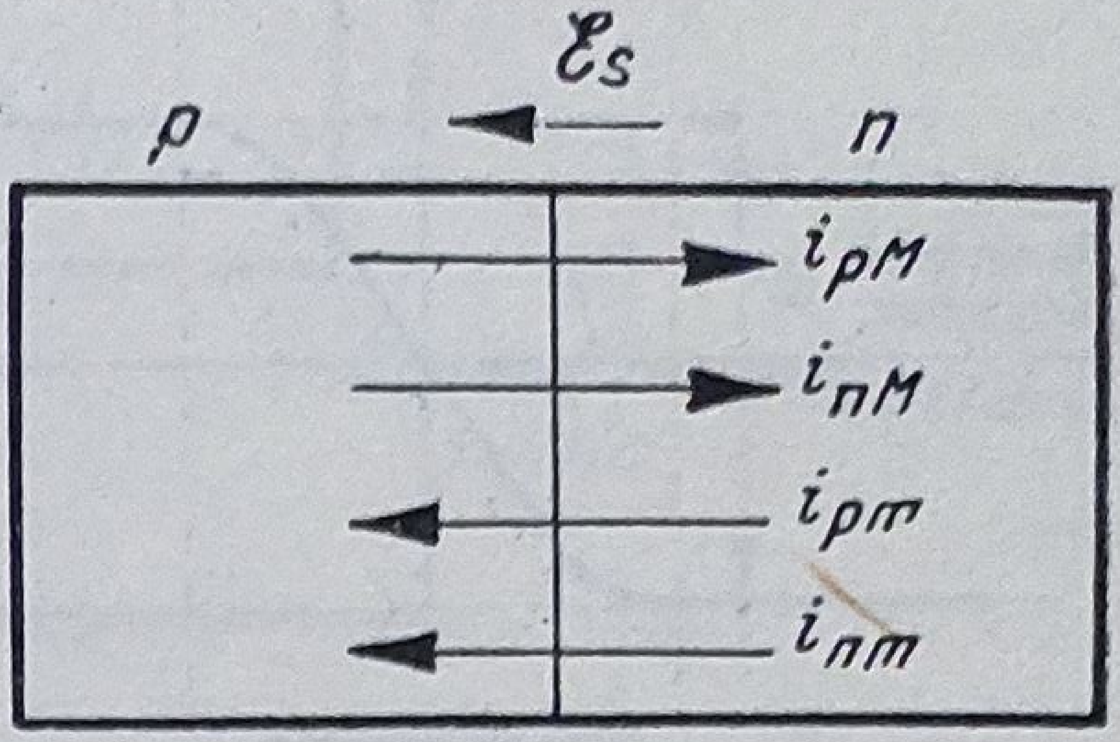


Fig. 6.28.
i_{pM} — curent de goluri majoritare; i_{nM} — curent de electroni majoritari — curenți de difuzie;
i_{pm} — curent de goluri minoritare; i_{nm} — curent de electroni minoritari — curenți de cîmp;
i_A — curent total prin joncțiune
$i_M = i_m$; $i_A = 0$.

dipolar de sarcină spațială, cuprins între regiuni neutre (una de tip p, cealaltă de tip n) *cu sarcină spațială neglijabilă.* În condiții de echilibru, în regiunea de sarcină spațială se creează un cîmp electric intern de o asemenea valoare, încît numărul de purtători majoritari care reușesc să difuzeze prin planul joncțiunii este echilibrat de numărul de purtători minoritari care traversează planul joncțiunii în sens invers (fig. 6.28).

În figura 6.28 s-a considerat că sensul curentului este dat de sensul de deplasare a sarcinilor electrice pozitive (golurile). Electronii, deși se deplasează în sens opus, dau naștere la un curent electric îndreptat în același sens cu cel al golurilor, deoarece au sarcină electrică negativă.

Așadar, *la echilibru, numărul de purtători majoritari care reușesc să difuzeze prin planul joncțiunii este egal cu numărul de purtători minoritari antrenați de cîmpul electric intern în sens invers,* astfel încît *curentul rezultant care străbate joncțiunea* pn *este nul:*

$$i_A = (i_{pM} + i_{nM}) + (-i_{pm} - i_{nm}) = 0. \qquad (6.80)$$

Curentul de purtători majoritari (curentul de difuzie) este determinat de existența gradientului de concentrație a purtătorilor în regiunea de trecere și este alimentat de purtătorii majoritari care au suficientă energie pentru a pătrunde în regiunea de trecere (pentru a învinge efectul frînant al cîmpului electric intern).

Curentul de purtători minoritari (curentul de cîmp) este determinat de existența cîmpului electric în regiunea de sarcină spațială. Purtătorii de sarcină majoritari care reușesc să difuzeze prin planul joncțiunii devin purtători minoritari în regiunea cealaltă; cea mai mare parte dintre aceștia sînt supuși unui proces de recombinare și puțini dintre ei mai revin în regiunea din care au plecat. Curentul de purtători minoritari este alimentat de purtători minoritari care pătrund în regiunea de trecere în mod natural, datorită agitației termice, și care apoi sînt antrenați de cîmpul electric intern și trecuți înspre regiunea cealaltă.

● Cîmpul electric intern există numai în regiunea de sarcină spațială (în regiunile p și n neutre, nu există cîmp electric). Cîmpul electric intern este asociat unei **bariere de potențial electrostatic.** Se introduce ***potențialul electrostatic*** (V) cu ajutorul relației:

$$\mathcal{E}_x = -\frac{dV}{dx}. \qquad (6.81)$$

Distribuția de potențial are un gradient egal și de semn contrar cu cîmpul electric (regiunea de tip n se găsește la un potențial pozitiv față de regiunea de tip p). În afara regiunii de trecere, în regiunile neutre, cîmpul electric

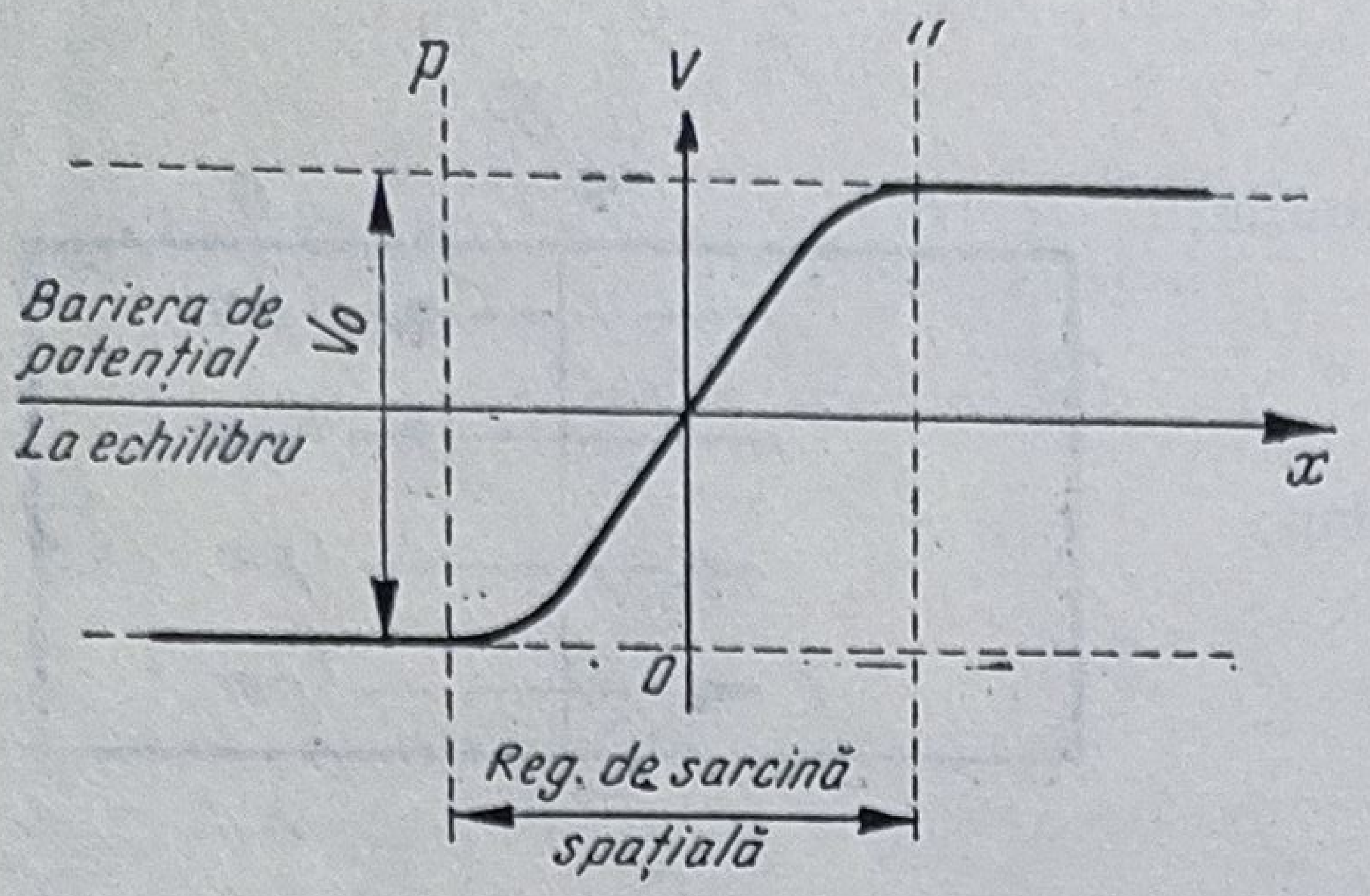


Fig. 6.29. Distribuția potențialului electrostatic la echilibru.

intern lipsește și potențialul are valori constante. În regiunea de sarcină spațială existînd cîmp electric, potențialul V va prezenta o variație continuă (fig. 6.29).

Deci, lîngă planul joncțiunii există o diferență de potențial electrostatic sau o *barieră de potențial*. *Cîmpul electric asociat barierei de potențial se opune tendinței de difuzie a purtătorilor majoritari*. Bariera de potențial reglează curgerea de purtători majoritari pentru a echilibra curgerea în sens invers a purtătorilor minoritari, și deci reduce la zero curgerea netă de purtători.

Pentru valori tipice ale concentrației de impurități și ale concentrației intrinseci de purtători, bariera de potențial la echilibru (V_0) este de ordinul cîtorva zecimi de volt (pentru germaniu $V_0 \cong 0{,}3$ V, iar pentru siliciu $V_0 \cong 0{,}6$V).

6.4.2. POLARIZAREA JONCȚIUNII pn

Înălțimea barierei de potențial se poate modifica prin aplicarea unei tensiuni electrice între contactele realizate pe regiunile de tip p și de tip n.

Întrucît *regiunea de sarcină electrică spațială a joncțiunii pn* rămîne sărăcită (golită) de purtători mobili de sarcină, rezultă că aceasta *prezintă o conductibilitate electrică scăzută*. Cele două *regiuni neutre*, de o parte și de cealaltă a regiunii de sarcină spațială, cu potențial constant, sînt bogate în purtători majoritari și deci ele *au o conductibilitate electrică mare*.

La aplicarea unei tensiuni electrice din exterior, aceasta se regăsește la regiunea de sarcină spațială.

● Dacă se conectează borna „+" a tensiunii aplicate din exterior la regiunea de tip n și borna „—" la regiunea de tip p (fig. 6.30), atunci se realizează **polarizarea inversă a joncțiunii pn.** În acest caz, cîmpul electric creat de tensiunea ($-U_A$) aplicată joncțiunii din exterior este îndreptat în același sens cu cîmpul electric intern din regiunea de sarcină spațială. Aceasta are ca efect creșterea înălțimii barierei de potențial, de la valoarea V_0 (valoarea barierei de potențial la echilibru) la valoarea $V_0 + U_A$ (fig. 6.31).

Curentul de purtători majoritari (curentul de difuzie) determinat de deplasarea golurilor majoritare dinspre regiunea p înspre regiunea de tip n și de deplasarea electronilor dinspre regiunea n înspre regiunea de tip p se micșorează foarte mult, deoarece în calea acestora se află o barieră de potențial mărită. Pentru valori de numai cîteva zecimi de volt ale tensiunii inverse, scăderea curentului de purtători majoritari ($i_{pM}+i_{nM}$) este atît de puternică încît acesta devine neglijabil față de curentul de purtători minoritari care străbate joncțiunea. Astfel, *curgerea purtătorilor majoritari prin joncțiune este efectiv blocată*.

Curentul de purtători minoritari (curentul de cîmp) nu este influențat de mărimea barierei de potențial, aceștia fiind oricum antrenați de cîmpul electric. Deși cîmpul electric în regiunea de sarcină spațială, în situația de polarizare inversă, s-a mărit, totuși curentul de purtători minoritari păstrează

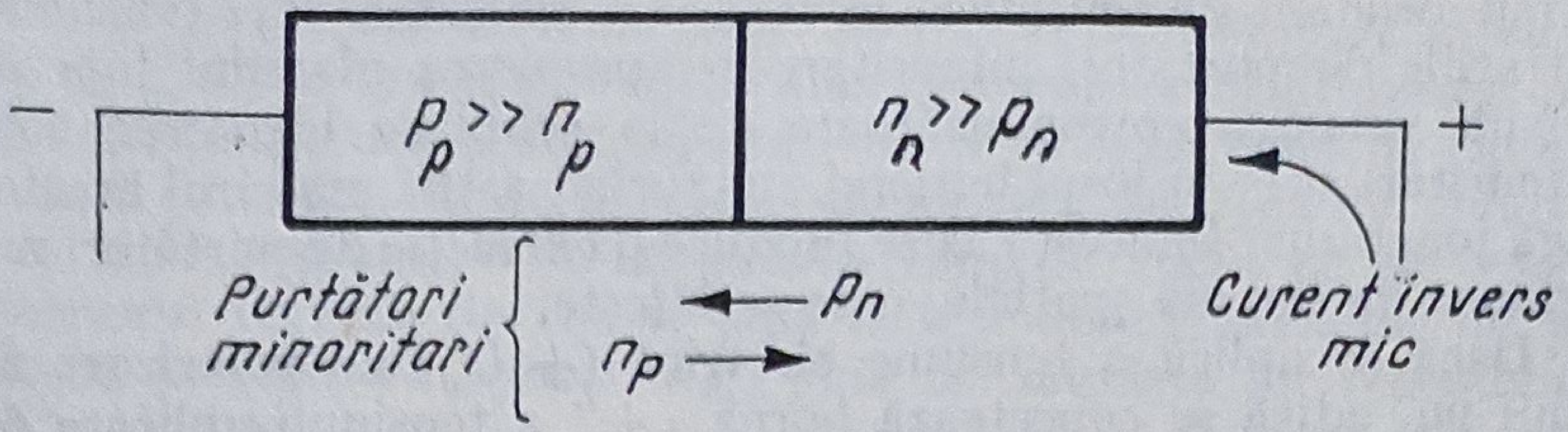


Fig. 6.30. Polarizarea inversă a unei joncţiuni *pn*.

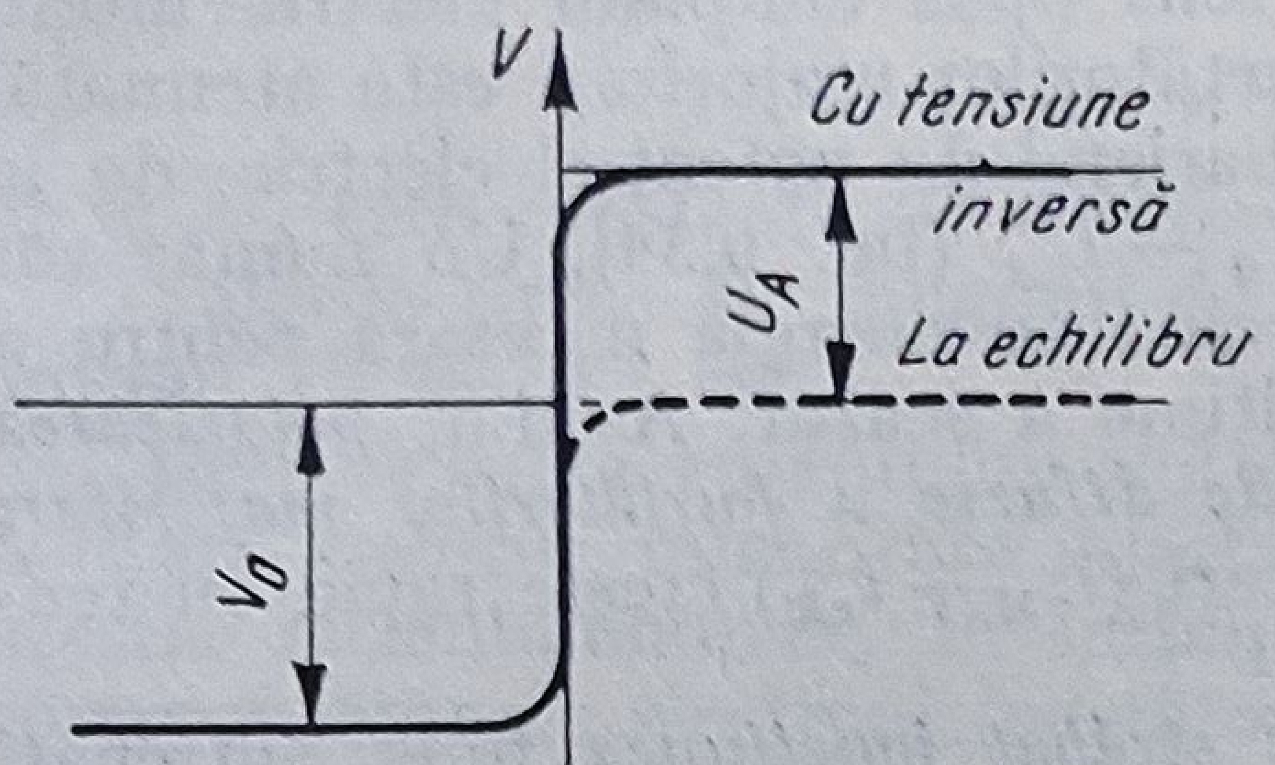


Fig. 6.31. Bariera de potenţial la o joncţiune *pn* polarizată invers.

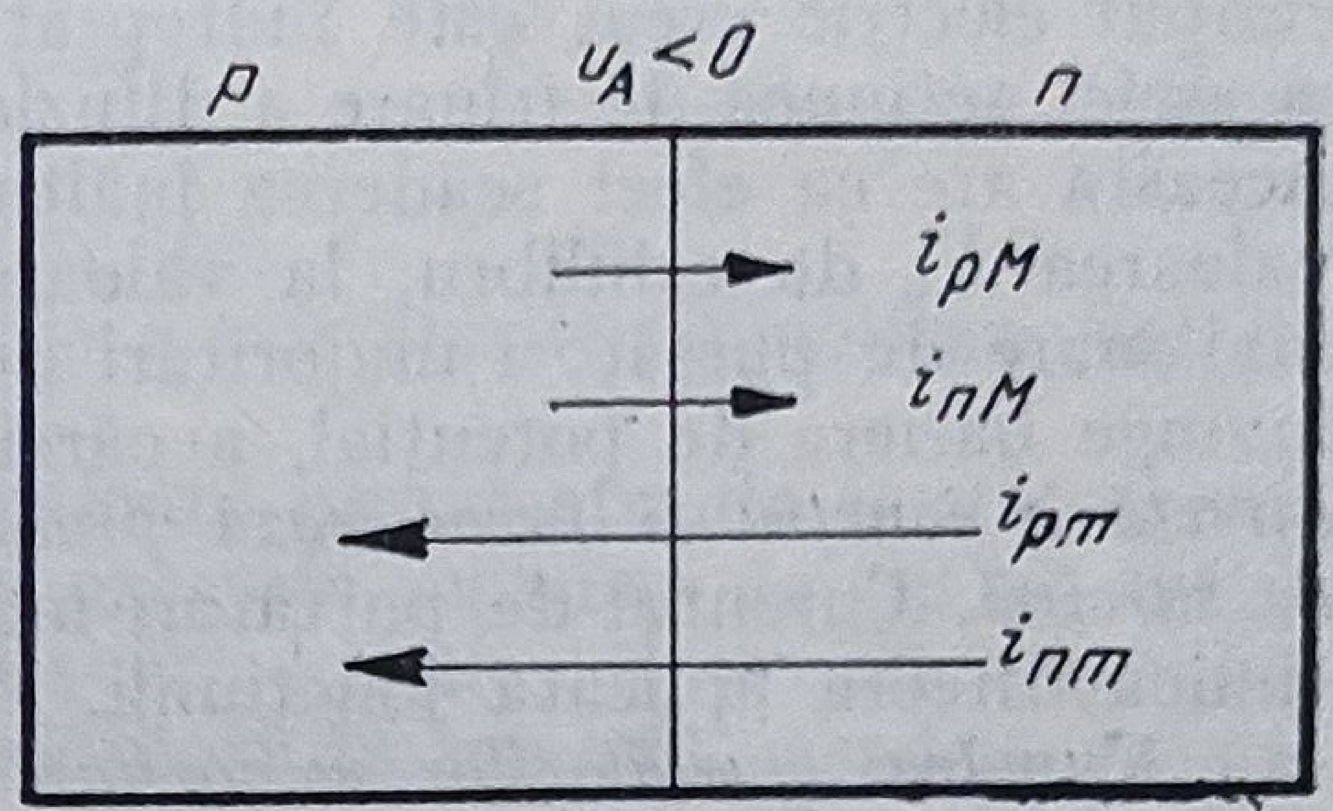


Fig. 6.32. Componentele de curent în joncţiunea *pn* polarizată invers:
$i_M \ll i_m$; $i_A < 0$; $i_A \cong -(i_{pm} + i_{nm}) =$
$=$ constant $= -\ i_{sat}$.

practic aceeaşi valoare pe care o avea în situaţia corespunzătoare absenţei tensiunii aplicate din exterior, deoarece acest curent este limitat de numărul mic de purtători minoritari care se află în cele două regiuni ale joncţiunii. Joncţiunea este deci străbătută practic numai de curenţi de purtători minoritari a căror valoare nu depinde de tensiunea inversă aplicată din exterior. Mărimea curentului de purtători minoritari depinde numai de capacitatea de alimentare a regiunii de sarcină spaţială cu purtători minoritari prin mişcarea termică a acestora. Deci, la temperatură constantă, curentul de purtători minoritari va păstra o valoare constantă (valoarea de la echilibru) indiferent de mărimea barierei de potenţial.

Aşadar, *la creşterea barierei de potenţial, curentul de purtători majoritari* ($i_{pM} + i_{nM}$) *devine neglijabil faţă de curentul purtătorilor minoritari* ($-i_{pm}$ $-i_{nm}$), care poartă denumirea de *curent de saturaţie* ($-i_{sat}$) al joncţiunii *pn* (fig. 6.32).

Se consideră semnul minus (–) pentru curentul de saturaţie deoarece se alege convenţional ca pozitiv curentul care intră în regiunea *p* şi iese din regiunea *n*.

o **În concluzie**, la *polarizare inversă*, *curentul invers al joncţiunii pn este mic*, fiind limitat de viteza de generare a purtătorilor minoritari şi fiind în

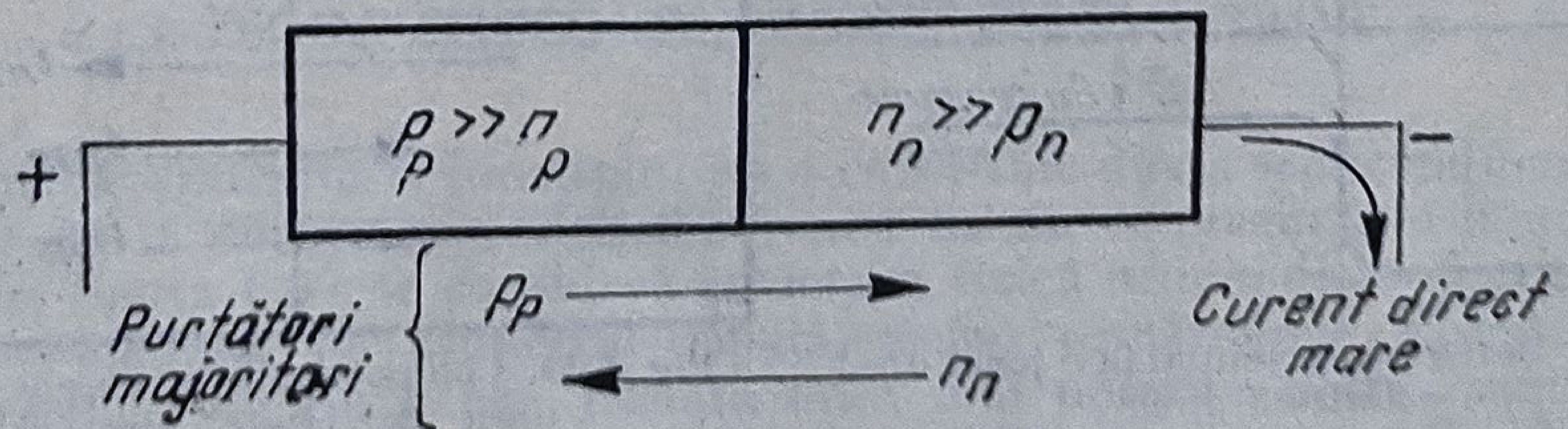


Fig. 6.33. Polarizarea directă a unei joncţiuni *pn*.

esență independent de tensiunea inversă. La aplicarea unei tensiuni inverse, concentrațiile de purtători minoritari în apropierea planului joncțiunii sînt reduse sub valoarea corespunzătoare de la echilibru, deoarece toți purtătorii minoritari curg în josul barierei, micșorînd astfel numărul acestor purtători lîngă joncțiune. În acest caz se produce o extracție de purtători minoritari din regiunea de sarcină spațială, care se lățește.

● Dacă se aplică o tensiune electrică ($+U_A$) de **polarizare directă a joncțiunii pn**, adică se conectează borna „+" a tensiunii aplicate din exterior la regiunea de tip *p* și borna „—" la regiunea de tip *n* (fig. 6.33), atunci cîmpul electric creat este îndreptat în sens opus cîmpului electric intern și astfel acțiunea de frînare a difuziei purtătorilor majoritari este atenuată. Aceasta are ca efect scăderea înălțimii barierei de potențial electric, de la valoarea V_0 de echilibru, la valoarea $V_0 - U_A$ (fig. 6.34). Un număr tot mai mare de purtători majoritari de sarcină au energia necesară pentru a învinge bariera de potențial, a cărei înălțime a scăzut. Așadar, *polarizarea directă a joncțiunii favorizează procesul de difuzie a purtătorilor majoritari de sarcină*. Curentul de purtători majoritari ($i_{pM}+i_{nM}$) crește rapid cu tensiunea directă aplicată joncțiunii.

Numărul purtătorilor minoritari care străbat joncțiunea fiind antrenați de cîmpul electric *rămîne practic neschimbat față de situația corespunzătoare de la echilibru*. Curentul de purtători minoritari (curentul de cîmp) este limitat de concentrația mică a purtătorilor minoritari existenți în cele două regiuni ale joncțiunii. De aceea, dacă temperatura este menținută constantă, curentul de purtători minoritari ($-i_{nm}-i_{pm}$) va păstra valoarea de la echilibru, indiferent de tensiunea aplicată din exteriorul joncțiunii. *Curentul purtătorilor minoritari devine astfel neglijabil față de curentul purtătorilor majoritari de difuzie* (fig. 6.35).

○ **În concluzie,** la *polarizarea directă a unei joncțiuni, curentul de purtători majoritari*, care crește rapid cu tensiunea directă, *este predominant. În regiunea de sarcină spațială, curentul de difuzie al purtătorilor majoritari este mult mai mare decît curentul de cîmp al purtătorilor minoritari* (care devine neglijabil). În cele două regiuni neutre, de o parte și de cealaltă a regiunii de sarcină spațială, va pătrunde un număr mai mare de purtători (foști majoritari), care devin în regiunile neutre opuse — purtători minoritari injectați în exces. Golurile (purtători majoritari în regiunea *p*) străbat regiunea de sarcină spațială și devin purtători minoritari în exces în regiunea *n* a joncțiunii. La fel, electronii (purtători majoritari în regiunea *n*) devin purtători minoritari în exces în regiunea de tip *p*.

Deci, la *polarizarea directă a joncțiunii* pn *concentrațiile de purtători minoritari în apropierea joncțiunii cresc în raport cu valorile corespunzătoare de*

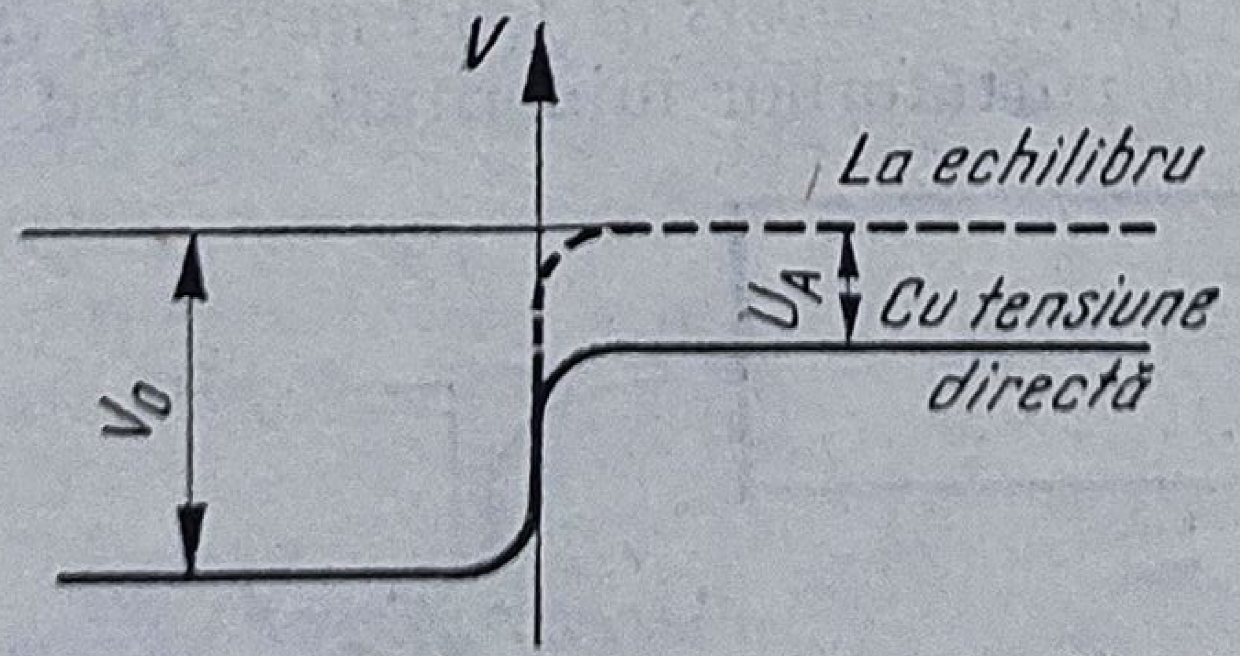


Fig. 6.34. Bariera de potențial la o joncțiune *pn* polarizată direct.

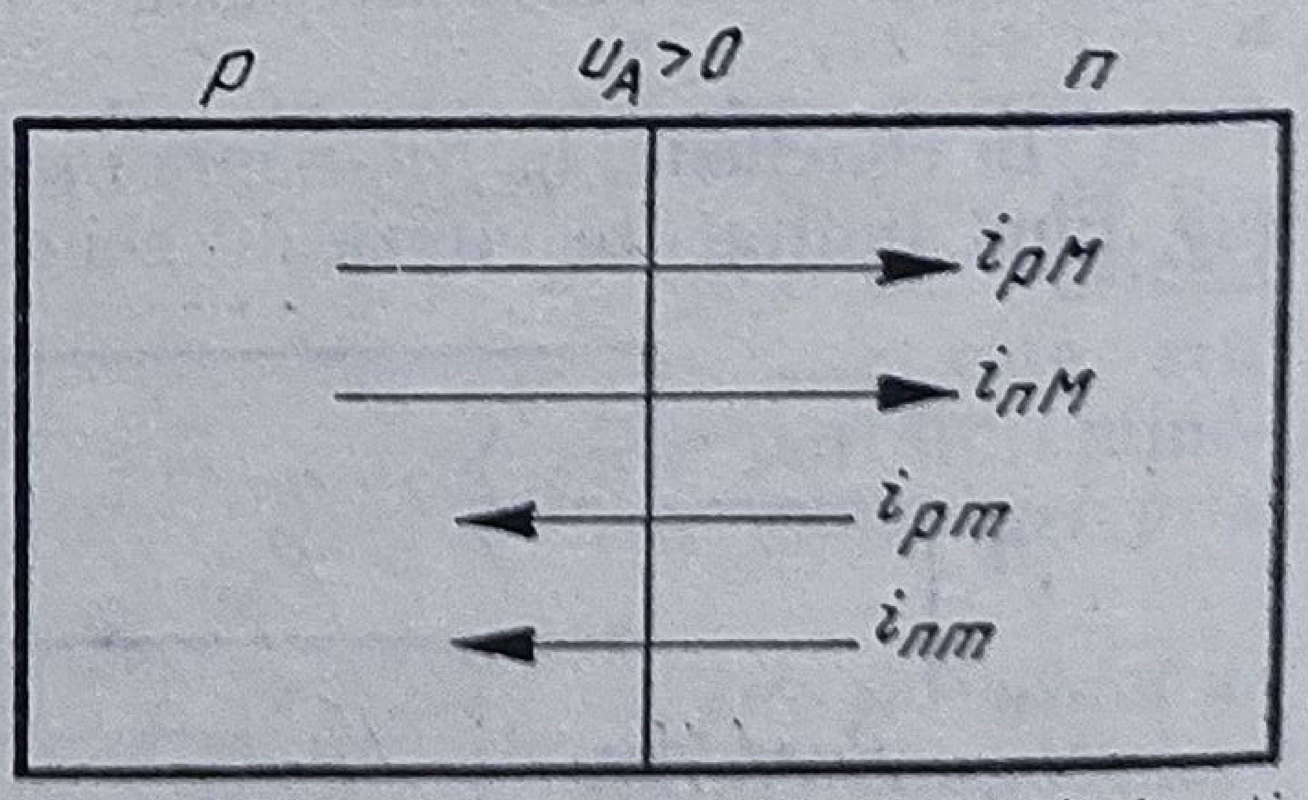


Fig. 6.35. Componentele de curent în joncțiunea polarizată direct: $i_M \gg i_m$; $i_A \gg 0$; $i_A \cong (i_{pM}+i_{nM}) \gg 0$.

la echilibru. Se poate vorbi de un *proces de injecție de purtători minoritari în exces*. Astfel, golurile (purtători majoritari în regiunea p) difuzează prin regiunea de sarcină spațială și sînt injectate în exces în regiunea de tip n, unde fac să crească concentrația de purtători minoritari. Dar, aceste goluri minoritare injectate în regiunea n au un anumit timp de viață, τ_p; ele vor difuza înspre interiorul regiunii de tip n, pînă la o anumită adîncime de pătrundere (numită *lungime de difuzie*, L_p), pînă la completa lor recombinare cu electronii majoritari.

Între lungimea de difuzie L_p și timpul de viață τ_p există relația:

$$L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}, \tag{6.82}$$

unde D_p este constanta de difuzie a golurilor.

Valorile tipice ale lungimii de difuzie a purtătorilor minoritari sînt de ordinul 10^{-3}—10^{-1} cm.

Deși valoarea curentului este determinată de injecția de purtători minoritari (golurile minoritare injectate în exces în regiunea de tip n), totuși aceștia recombinîndu-se, în întîmpinarea lor trebuie să sosească un flux corespunzător de electroni (purtători majoritari de sarcină). Așadar, la extremitatea regiunii neutre de tip n circulă înspre regiunea de sarcină spațială un curent de electroni majoritari, o parte dintre aceștia recombinîndu-se cu golurile minoritare, iar o altă parte — difuzînd înspre regiunea de tip p. Astfel, *la extremitatea regiunii neutre de tip n, curentul este determinat numai de purtătorii de sarcină majoritari.*

Procese similare se petrec în regiunea de tip p.

○ **În concluzie,** *în regiunile n și p neutre* (din afara regiunii de sarcină spațială) *curentul este determinat numai de purtători de sarcină majoritari.* Purtătorii majoritari care curg prin joncțiune, pentru a deveni purtători minoritari injectați în exces, sînt furnizați de mecanismul de generare la contacte. *Mecanismul de generare la contacte alimentează continuu joncțiunea cu purtători majoritari, iar mecanismul de recombinare absoarbe continuu purtători minoritari.*

În regiunile neutre, curenții de purtători majoritari nu pot fi decît curenți de cîmp, deoarece concentrațiile acestor purtători sînt constante în aceste regiuni. În această situație, trebuie admisă existența în aceste regiuni neutre a unui cîmp electric oricît de slab, care, datorită concentrațiilor mari (n_n) de purtători majoritari, conduce la valori normale ale curentului:

$$J_n = e n_n \mu_n \mathcal{E}_x. \tag{6.83}$$

Curentul de cîmp al purtătorilor minoritari este neglijabil, deoarece cîmpul electric $\mathcal{E}_x$ este foarte slab în aceste regiuni neutre, iar concentrația purtătorilor minoritari este mică.

6.4.3. DIODA SEMICONDUCTOARE CU JONCȚIUNE pn

O primă aplicație a joncțiunii pn o constituie dioda semiconductoare cu joncțiune pn, a cărei caracteristică curent-tensiune se prezintă în figura 6.36.

● În figura 6.37 se consideră **structura fizică a unei diode semiconductoare cu joncțiune** ***pn*** **asimetric dopată,** avînd următoarele caracteristici:

— regiunea de tip p este dopată mult mai puternic decît regiunea de tip n, adică concentrația atomilor de impurități acceptoare (N_A) în regi-

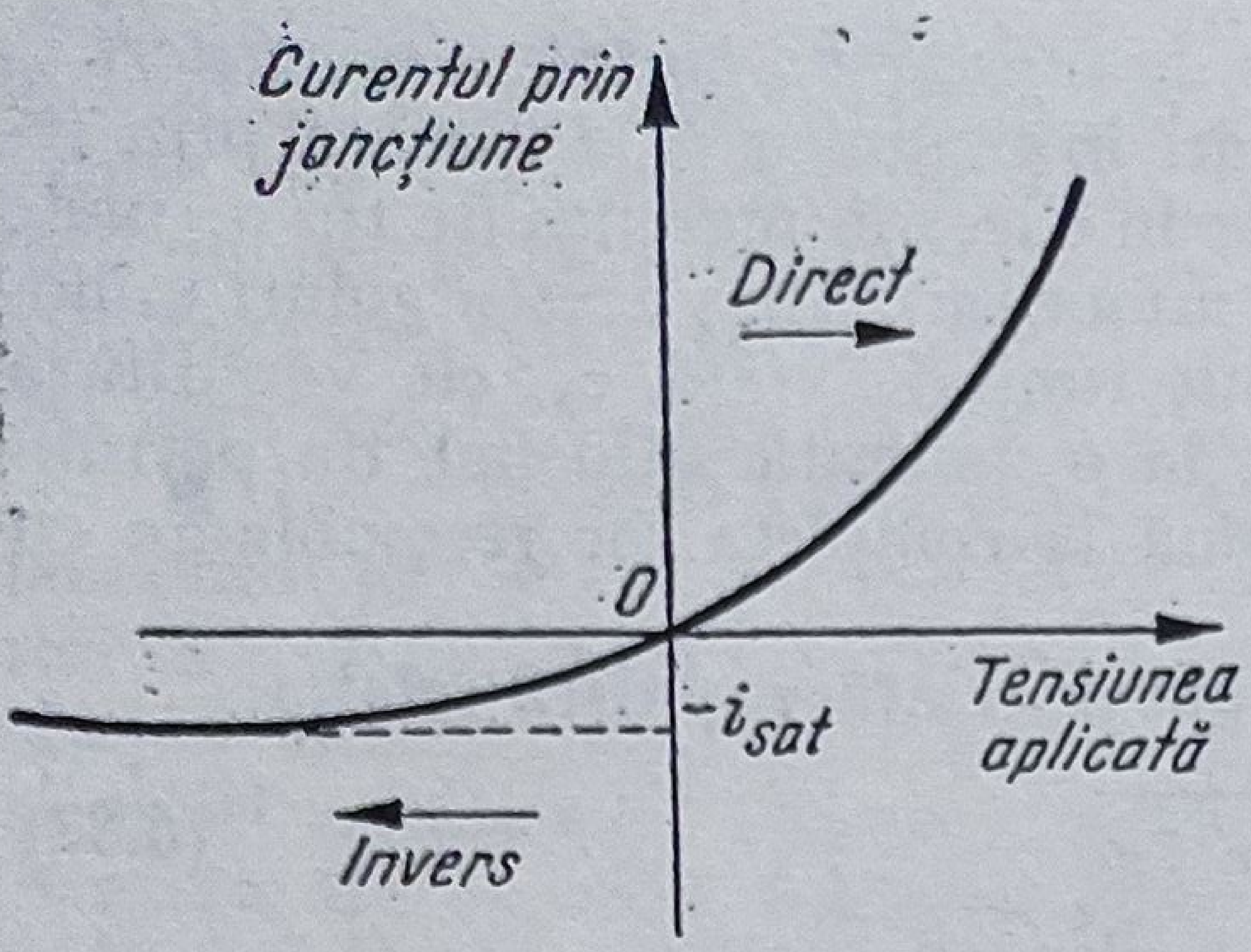


Fig. 6.36. Caracteristica curent-tensiune a unei diode cu joncţiune *pn*.

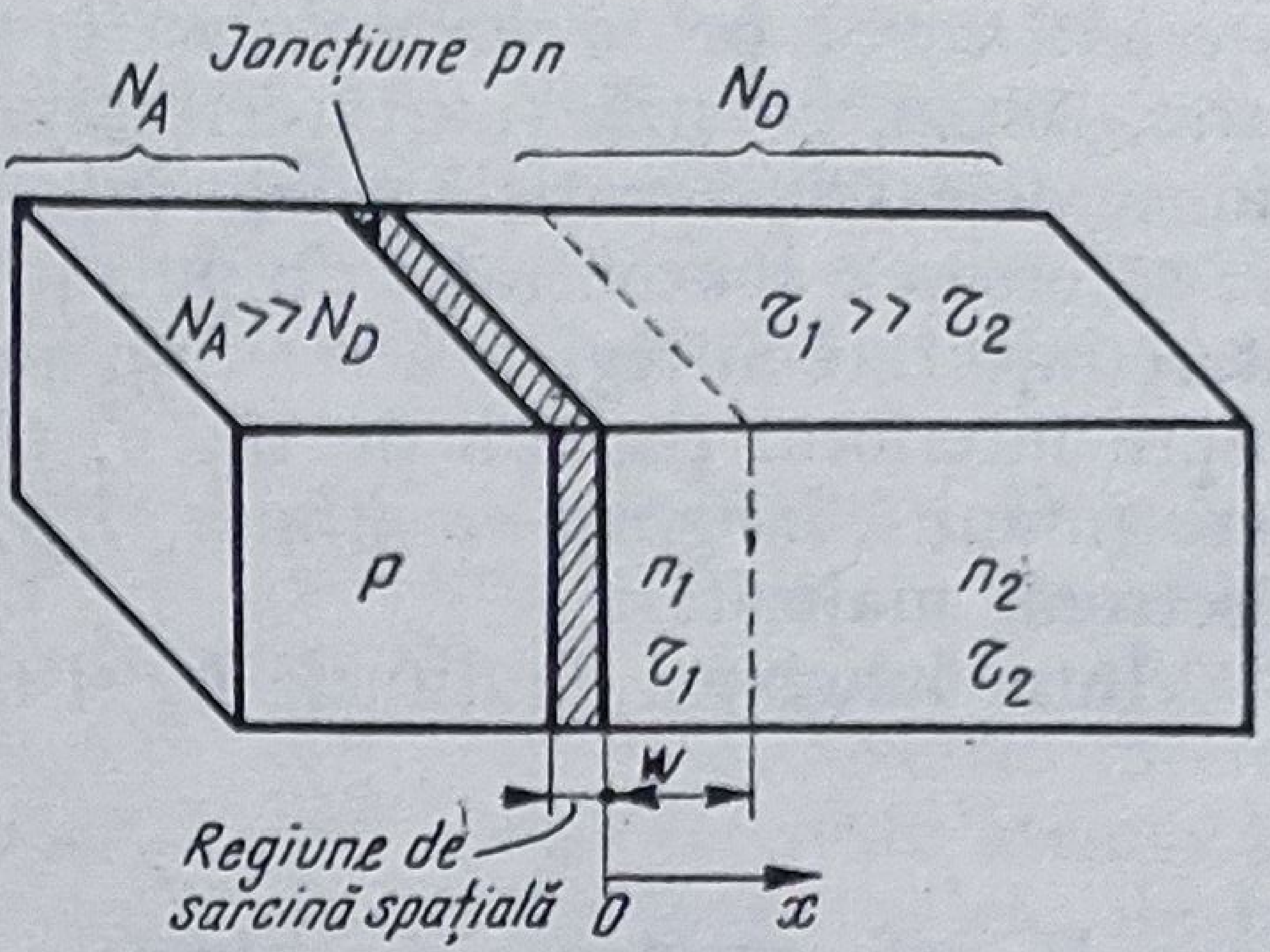


Fig. 6.37. Structura de diodă cu joncţiune asimetric dopată, cu bază subţire.

unea de tip p este mult mai mare decît concentraţia de donori (N_D) din regiunea de tip n. Rezultă o disproporţie mare între concentraţiile purtătorilor la echilibru ($p_{p0} \gg n_{n0}$; $n_{p0} \ll p_{n0}$). Această asimetrie a concentraţiilor de purtători face ca, în afara condiţiilor de echilibru, partea principală a curentului care traversează regiunea de sarcină spaţială a joncţiunii să fie formată din golurile majoritare din regiunea p (adică purtătorii majoritari din regiunea cea mai puternic dopată). Aşadar, *la perturbarea echilibrului, curentul de goluri este mult mai mare decît curentul de electroni* care traversează joncţiunea ($J_p \gg J_n$), din care cauză în regiunea de tip n pot exista concentraţii mari de goluri minoritare injectate în exces;

— există două regiuni adiacente, n_1 şi n_2, de tip n, care au aceeaşi concentraţie de impurităţi donoare (N_D), dar au timpi de viaţă diferiţi (τ_1 şi τ_2). Regiunea n_1, adiacentă regiunii de tip p, are o lăţime w mică şi se numeşte *bază subţire*. Timpul de viaţă τ_1 în regiunea bazei este atît de mare, încît recombinarea ce apare aici este neglijabilă. Timpul de viaţă în regiunea n_2 este atît de mic, încît se pot neglija concentraţiile purtătorilor în exces, în comparaţie cu concentraţiile corespunzătoare de la echilibru. Deci: $\tau_1 \gg \tau_2$.

● Pentru a analiza tipul de structură fizică adoptată se studiază întîi **comportarea fizică a regiunii de sarcină spaţială.** *Se determină concentraţiile de purtători minoritari în exces la marginile regiunii de sarcină spaţială şi se urmăreşte apoi mecanismul de curgere a acestor purtători minoritari în exces injectaţi în regiunile n şi p neutre*, din afara regiunii de sarcină *spaţială*.

Concentraţiile purtătorilor minoritari în exces la marginile regiunii de sarcină spaţială. Starea de echilibru a regiunii de sarcină spaţială rezultă din echilibrul curenţilor de sens opus. Componente de difuzie şi de cîmp (drift) ale golurilor şi ale electronilor se echilibrează, deoarece în condiţii de echilibru densităţile de curent trebuie să fie peste tot zero:

$$\left.\begin{aligned} e\mu_p p \mathcal{E}_x - eD_p \frac{dp}{dx} &= 0 \\ e\mu_n n \mathcal{E}_x + eD_n \frac{dn}{dx} &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad (6.84)$$

Ecuaţiile (6.84), care sînt exacte la echilibru, trebuie să se păstreze aproximativ adevărate dincolo de echilibru, cînd înălţimea barierei de potenţial devine $V_0 - U_A$ în loc de V_0, în cazul aplicării tensiunii directe

$(+U_A)$. Rezolvînd în aceste condiții sistemul de ecuații (6.84) se obțin concentrațiile de purtători la $x=0$, adică la marginile regiunii de sarcină spațială, respectiv în planele ce diferă ca potențial electrostatic prin V_0-U_A:

$$\frac{p_n(0)}{p_p(0)}=\frac{n_p(0)}{n_n(0)}=e^{-\frac{e(V_0-U_A)}{kT}}=e^{-\frac{eV_0}{kT}}e^{\frac{eU_A}{kT}}. \tag{6.85}$$

Dar din condițiile la echilibru

$$\frac{p_{n0}}{p_{p0}}=\frac{n_{p0}}{n_{n0}}=e^{-\frac{eV_0}{kT}} \tag{6.86}$$

și din

$$p_{n0}\cdot n_{n0}=n_{p0}\cdot p_{p0}=n_i^2 \tag{6.87}$$

rezultă:

$$\left.\begin{aligned}\frac{p_n(0)}{p_p(0)}&=\frac{p_{n0}}{p_{p0}}e^{\frac{eU_A}{kT}}\\ \frac{n_p(0)}{n_n(0)}&=\frac{n_{p0}}{n_{n0}}e^{\frac{eU_A}{kT}}\end{aligned}\right\} \tag{6.88}$$

Adică, concentrațiile de purtători la marginile regiunii de sarcină spațială sînt determinate de tensiunea directă aplicată $(+U_A)$. Așadar, pentru tensiuni directe $(+U_A)$ aplicate joncțiunii, cresc rapoartele dintre concentrațiile de purtători majoritari și minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială.

Deoarece neutralitatea electrică se conservă în afara regiunii de sarcină spațială (în regiunile p și n neutre), creșterile acestor rapoarte trebuie să se realizeze prin creșteri egale ale concentrațiilor purtătorilor minoritari și majoritari, adică concentrațiile în exces de goluri și de electroni trebuie să fie egale în afara regiunii de sarcină spațială. Cum, la echilibru, concentrația de purtători minoritari este cu mai multe ordine de mărime mai mică decît concentrația de purtători majoritari, modificări egale ale ambelor concentrații vor afecta mai mult concentrația purtătorilor minoritari, decît pe cea a purtătorilor majoritari.

Se consideră domeniul de funcționare în care există o gamă a tensiunilor aplicate pe joncțiune (U_A) pentru care concentrațiile de purtători majoritari la marginile regiunii de sarcină spațială rămîn în esență neschimbate, deși concentrațiile de purtători minoritari pot fi crescute cu mai multe ordine de mărime. Acest domeniu de funcționare este numit domeniu de *nivel mic de injecție*.

Fiind în domeniul nivelului mic de injecție, concentrațiile de purtători majoritari la marginile regiunii de sarcină spațială nu sînt sensibil afectate de injecție:

$$\left.\begin{aligned}p_p(0)&\cong p_{p0}\\ n_n(0)&\cong n_{n0}\end{aligned}\right\} \tag{6.89}$$

iar concentrațiile de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială devin:

$$\left.\begin{aligned} p_n(0) &= p_{n0}\, e^{\frac{eU_A}{kT}} \\ n_p(0) &= n_{p0}\, e^{\frac{eU_A}{kT}} \end{aligned}\right\} \tag{6.90}$$

Concentrațiile în exces la marginile regiunii de sarcină spațială vor fi:

$$\left.\begin{aligned} \Delta p_n(0) &= p_n(0) - p_{n0} = p_{n0}\left(e^{\frac{eU_A}{kT}} - 1\right) \\ \Delta n_p(0) &= n_p(0) - n_{p0} = n_{p0}\left(e^{\frac{eU_A}{kT}} - 1\right) \end{aligned}\right\} \tag{6.91}$$

Ecuațiile (6.91) exprimă comportarea fizică a regiunii de sarcină spațială. Rezultă că tensiunea (U_A) aplicată joncțiunii (schimbarea înălțimii barierei de potențial) determină schimbarea concentrațiilor purtătorilor în exces la marginile regiunii de sarcină spațială. Pentru tensiuni aplicate directe ($+U_A$), are loc injecția de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială (concentrațiile în exces cresc rapid cu tensiunea aplicată).

De exemplu, o tensiune aplicată pozitivă ($+U_A$) de numai 0,1 V produce concentrații de purtători minoritari în exces mai mari cu circa două ordine de mărime decît concentrațiile purtătorilor minoritari la echilibru. Pentru tensiuni aplicate în sens invers ($-U_A$), are loc extracția de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială (concentrațiile în exces se reduc rapid, corespunzînd situației caracterizate de valoarea zero a concentrațiilor de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială: $p_n(0) \cong 0$; $n_p(0) \cong 0$). Concentrațiile în exces sînt practic independente de tensiunea aplicată ($-U_A$) pentru orice tensiuni mai negative decît ($-kT/e$).

În cazul joncțiunii *pn* asimetric dopate, relațiile (6.91) dau concentrațiile în exces la marginile regiunii de sarcină spațială (în funcție de tensiunea aplicată pozitivă) și din condiția $n_{p0} \ll p_{n0}$, rezultă:

$$\Delta p_n(0) \gg \Delta n_p(0). \tag{6.92}$$

Așadar, *concentrația golurilor minoritare* $\Delta p_n(0)$ *injectate în exces în regiunea de tip* n *este mult mai mare decît concentrația electronilor minoritari* $\Delta n_p(0)$ *injectați în exces în regiunea* p. Această asimetrie a concentrațiilor în exces la marginile regiunii de sarcină spațială conduce la îndreptarea atenției asupra regiunii de tip *n*, unde pot exista concentrații mari de goluri minoritare în exces.

Mecanismul curgerii purtătorilor minoritari în exces, injectați în regiunile *p* și *n* neutre. La marginea regiunii de sarcină spațială (la $x = 0$) are loc injecția de goluri minoritare în exces. În regiunea bazei subțiri, cu recombinare scăzută (τ_1 mare), golurile minoritare injectate circulă și la $x = w$ intră în regiunea n_2 cu recombinarea puternică (τ_2 mic). În regiunea n_2, golurile minoritare injectate sînt anihilate în apropiere de $x = w$, prin recombinarea cu electronii majoritari, care circulă înspre joncțiune, pentru a întreține recombinarea golurilor injectate.

În regiunea n_1, recombinarea fiind neglijabilă, densitatea curentului de goluri injectate trebuie să fie constantă (adică independentă de x). Deoarece ne menținem în domeniul de nivel mic de injecție, circulația golurilor minoritare injectate în regiunea n_1 nu este influențată sensibil de cîmpul electric produs prin injecție. Ca urmare, golurile minoritare injectate circulă prin regiunea n_1 (baza subțire) numai prin difuzie. Deci, densitatea curentului de goluri minoritare injectate se exprimă prin

$$J_p = -eD_p \frac{\mathrm{d}\,[\Delta p_n(x)]}{\mathrm{d}x} \quad \text{pentru} \quad 0 < x < w. \tag{6.93}$$

Curentul J_p *în regiunea* n_1 este constant. La $x = w$, golurile minoritare în exces dispar prin recombinare cu electronii majoritari din regiunea n_2, adică $\Delta p_n(w) = 0$.

Variația concentrației golurilor minoritare în exces se obține prin integrarea ecuației (6.93):

$$\Delta p_n(x) = \frac{J_p}{eD_p}(w - x); \quad \text{pentru} \quad 0 < x < w. \tag{6.94}$$

Din (6.91) și (6.94), pentru $x = 0$, rezultă legătura între densitatea curentului de goluri minoritare injectate (J_p) și tensiunea directă aplicată pe joncțiune ($+U_A$):

$$p_{n0}\left(\mathrm{e}^{\frac{eU_A}{kT}} - 1\right) = \frac{J_p w}{eD_p}. \tag{6.95}$$

Variațiile în funcție de poziție (x) ale concentrațiilor de goluri în exces de goluri minoritare și de electroni majoritari și ale densităților de curent, pentru tensiuni directe aplicate joncțiunii, sînt prezentate în figura 6.38.

Golurile majoritare în regiunea de tip p sînt injectate prin regiunea de sarcină spațială, în regiunea de tip n, devenind goluri minoritare injectate în exces. Concentrația golurilor minoritare în exces la marginea regiunii de sarcină spațială ($x = 0$) este determinată de tensiunea directă aplicată joncțiunii. Golurile minoritare injectate circulă prin difuzie în regiunea n_1 și dispar prin recombinare la limita ($x = w$) regiunii n_2. Curentul de goluri (minoritare în exces) este uniform în regiunea n_1 și variația liniară a concentrației de goluri minoritare este în concordanță cu acest curent uniform de difuzie.

În regiunea n_2, cu recombinare mare, curentul de electroni majoritari J_n este constant și egal cu J_p. Acest curent de electroni corespunde curgerii electronilor majoritari spre limita regiunii n_1 ($x = w$), unde electronii majoritari se recombină cu golurile minoritare în exces și astfel dispar.

○ **Ecuația idealizată a diodei cu joncțiune** pn. În cazul acestei structuri de joncțiune pn asimetric dopată, curentul de electroni injectat în regiunea de tip p este neglijabil în raport cu cel de goluri injectat în regiunea de tip n:

$$J_n \ll J_p. \tag{6.96}$$

Neglijînd generarea și recombinarea purtătorilor în regiunea de sarcină spațială, curentul diodei va fi:

$$I = AJ_p, \tag{6.97}$$

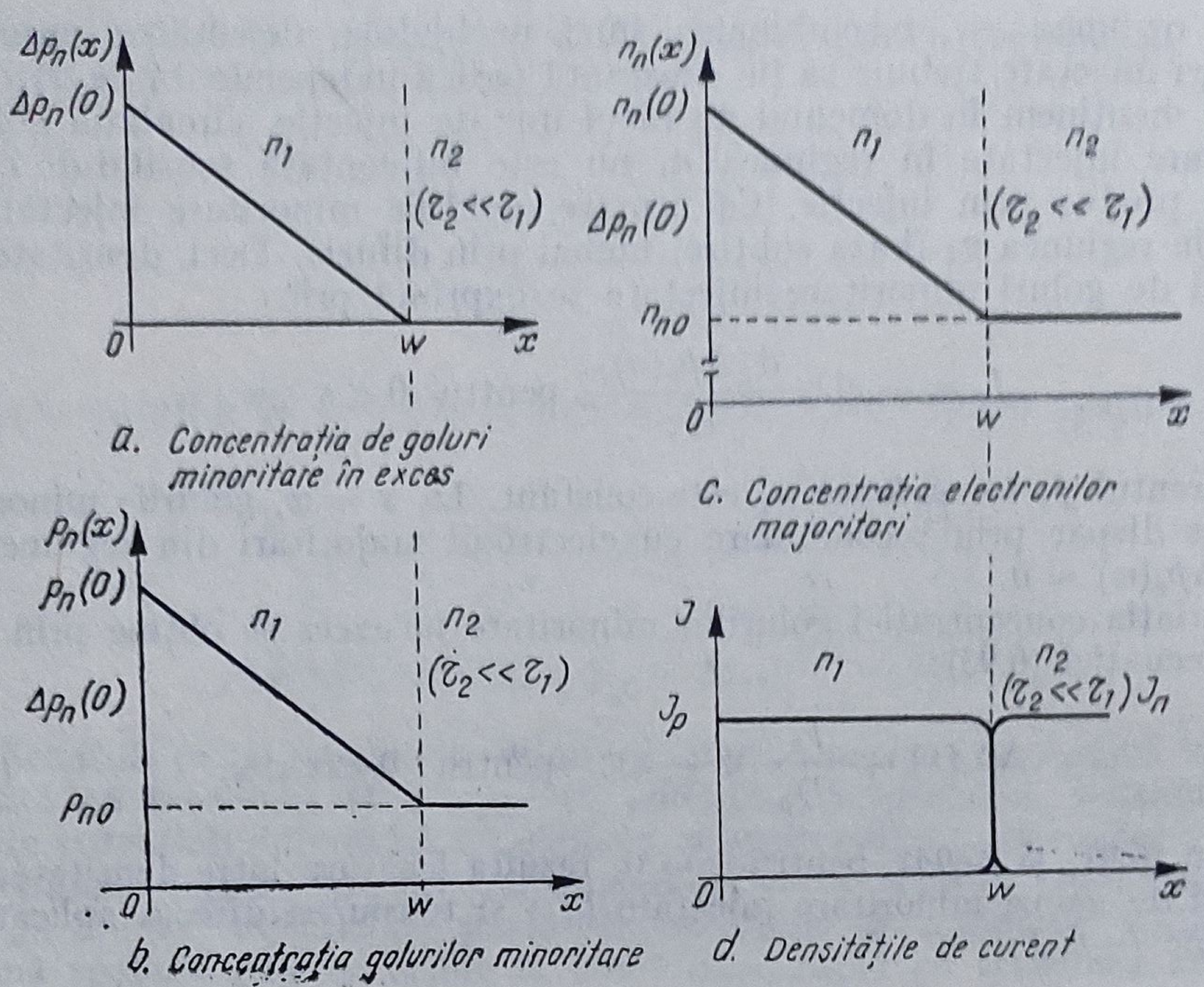


Fig. 6.38. Diodă cu joncțiune asimetric dopată, cu bază subțire, la tensiune directă.

unde A reprezintă aria secțiunii transversale prin joncțiune, iar J_p este densitatea curentului de goluri minoritare injectate în regiunea n_1 (baza).

Din (6.95) și (6.97) se obține relația curent-tensiune a acestei joncțiuni:

$$I = A\frac{eD_p}{w}p_{n0}\left(e^{\frac{eU_A}{kT}} - 1\right) \tag{6.98}$$

sau:

$$I = I_s\left(e^{\frac{eU_A}{kT}} - 1\right), \tag{6.99}$$

unde:

$$I_s = eA\frac{D_p p_{n0}}{w}. \tag{6.100}$$

Coeficientul I_s este numit *curent de saturație al diodei*. Relația exponențială curent-tensiune (6.99) se numește *ecuația idealizată a diodei cu joncțiune pn*, care constituie o relație fundamentală pentru comportarea tuturor dispozitivelor semiconductoare cu joncțiuni.

Ecuația idealizată a diodei s-a dedus pentru o structură fizică specifică de diodă cu joncțiune asimetric dopată. Dacă concentrațiile de impurități în cele două regiuni p și n sînt puternic dezechilibrate, curenții de goluri și de electroni pot fi comparabili și ambii trebuie considerați în calculul caracteristicii curent-tensiune a joncțiunii pn. Deoarece ambii curenți au

aceeaşi dependenţă de tensiune, se modifică corespunzător numai valoarea curentului de saturaţie I_s.

Ecuaţia diodei este valabilă în următoarele condiţii fizice: cîmpul electric are efect neglijabil în domeniul de nivel mic de injecţie; purtătorii minoritari se mişcă numai prin difuzie.

Ecuaţia idealizată a diodei este puternic influenţată de temperatură prin concentraţia purtătorilor minoritari la echilibru (p_{n0}, n_{p0}), care apare în curentul de saturaţie (I_s), precum şi prin tensiunea termică kT/e, care apare la argumentul exponenţialei din ecuaţia idealizată.

Dependenţa de temperatură a coeficientului de difuzie (D_p, D_n), care apare în curentul de saturaţie, poate fi practic neglijată în comparaţie cu dependenţa puternică de temperatură a concentraţiei purtătorilor minoritari:

$$p_{n0} = \frac{n_i^2(T)}{N_D}; \quad n_{p0} = \frac{n_i^2(T)}{N_A}.$$

În figura 6.39 este dată caracteristica curent-tensiune I—U a diodei cu joncţiune *pn* reprezentată pe baza relaţiei (6.99).

○ **Notă.** Pentru studiul comportării electrice s-a folosit o structură fizică idealizată, totuşi rezultatele acestei analize sînt reprezentative pentru comportarea diodelor cu joncţiuni *pn*.

În conducţie directă, dioda permite trecerea unui *curent mare* de conducţie directă (zeci sau sute de miliamperi), iar **în conducţie inversă,** dioda permite trecerea unui *curent* invers *mic* (de ordinul nanoamperilor). Aşadar, raportul dintre curentul direct şi curentul invers este de şase ordine de mărime.

Altfel spus, *la polarizare directă*, dioda cu joncţiune *pn* determină o *cădere foarte mică de tensiune la borne* (tensiunea directă este de ordinul cîtorva zecimi de volt); *în cazul polarizării inverse*, dioda determină o *cădere mare de tensiune la borne* (tensiunea inversă este în domeniul sutelor de volţi).

● Diferenţa foarte mare între comportarea în polarizare directă şi polarizare inversă determină utilizarea unei caracteristici aproximative a diodei cu joncţiune *pn*. Astfel, pentru diodă poate fi folosit un model care neglijează atît căderea de tensiune directă, cît şi curentul invers al diodei.

Acest model al diodei este denumit **diodă ideală liniarizată pe porţiuni,** iar caracteristica curent—tensiune a elementului de circuit idealizat este alcătuită din segmente de linii drepte (fig. 6.40). Astfel, dioda ideală liniarizată pe porţiuni reprezintă un *scurtcircuit*, cînd *curentul este pozitiv* şi res-

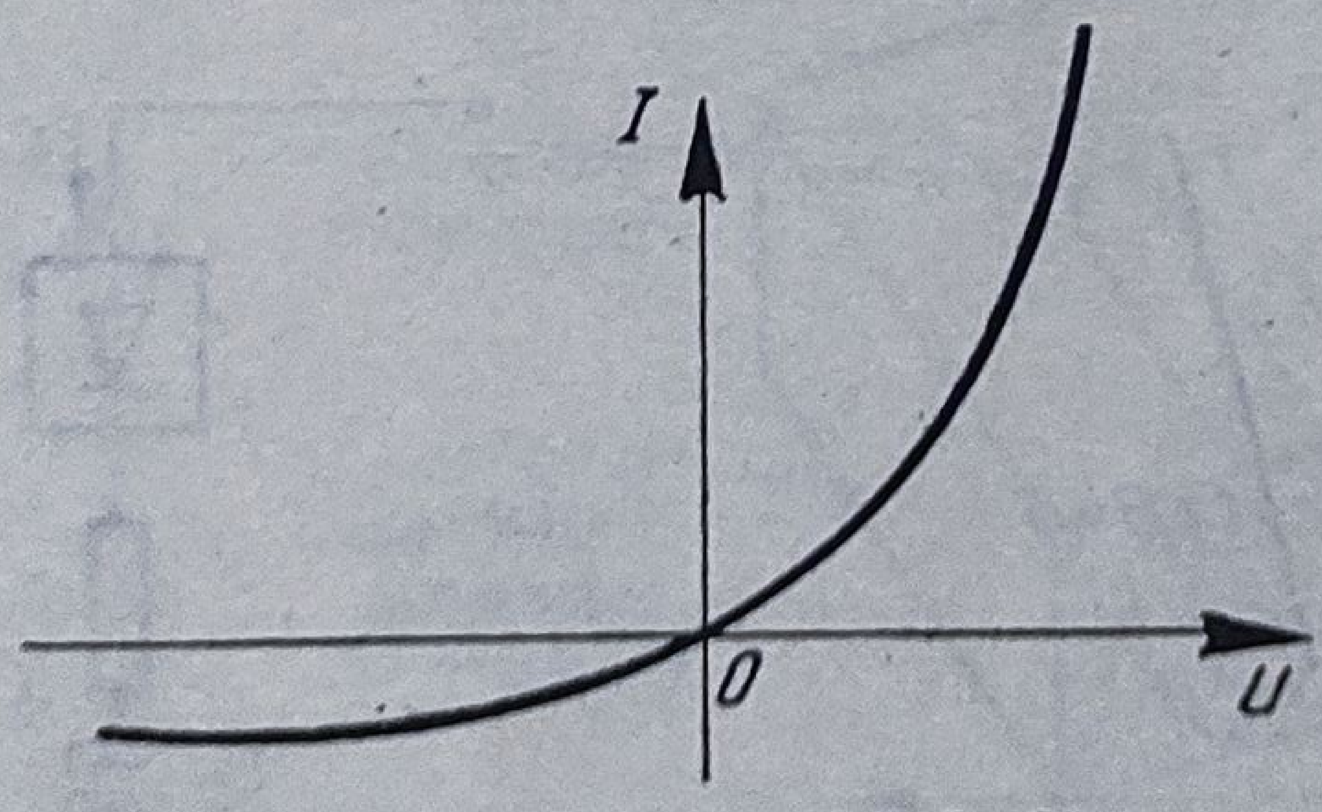


Fig. 6.39. Caracteristica statică $I-U$ a unei diode cu joncţiune *pn*.

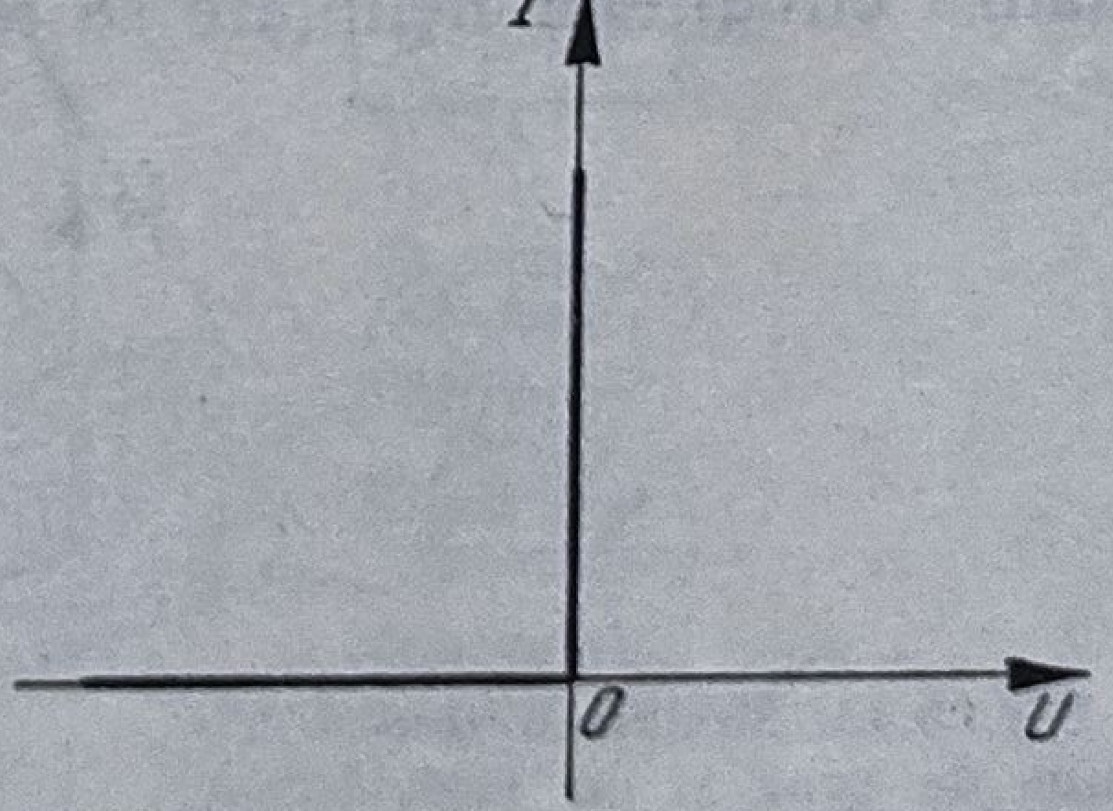


Fig. 6.40. Caracteristica $I-U$ a diodei ideale liniarizate pe porţiuni.

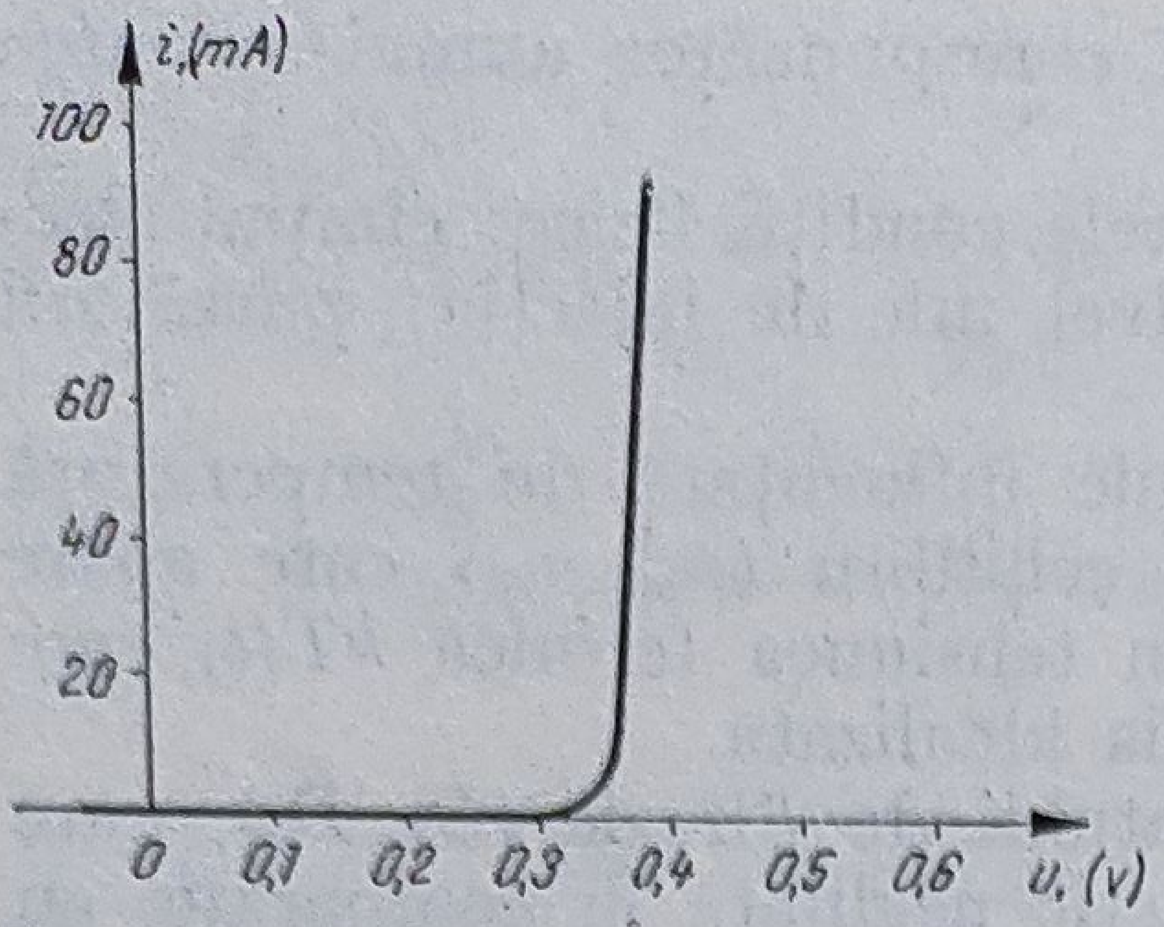


Fig. 6.41. Tensiunea de prag a unei joncțiuni.

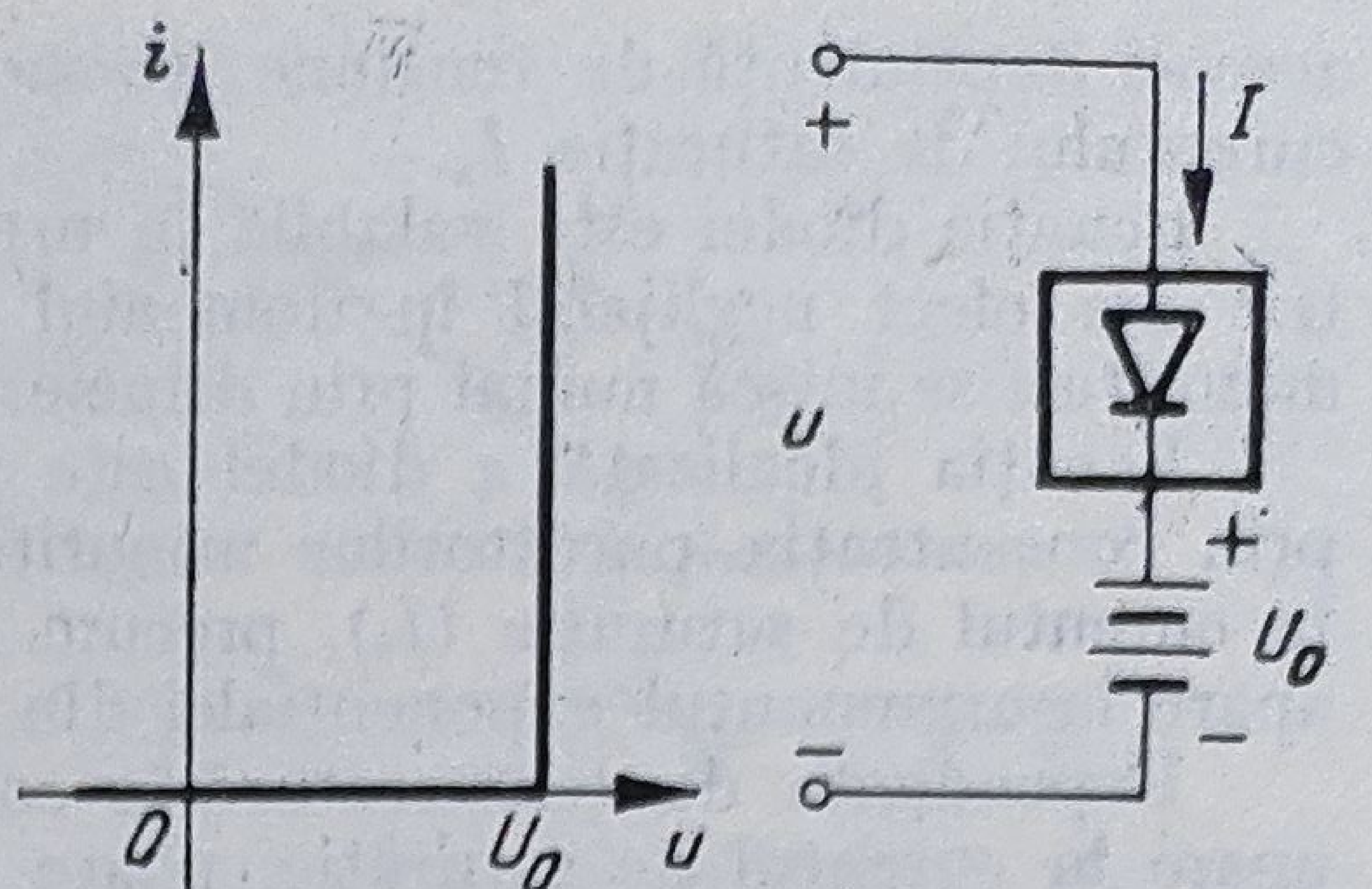


Fig. 6.42. Model cu tensiune de prag și cu rezistență zero deasupra pragului.

pectiv un *circuit deschis*, cînd *tensiunea este negativă*. În multe cazuri, precizia dată de acest model ideal liniarizat pe porțiuni este suficientă [39].

Modelul diodei idealizat pe porțiuni poate fi folosit ca un element al unor modele mai complexe, mai precise, pentru diode și alte dispozitive neliniare reale.

Se ia în considerare un exemplu de model mai complex, și anume un model de diodă care caracterizează căderea de tensiune pe o joncțiune *pn* în conducție directă cu o precizie mai mare decît modelul liniarizat pe porțiuni, din figura 6.40.

Curentul de saturație al unei diode este cu patru pînă la opt ordine de mărime mai mic decît curentul direct al diodei; de aceea legea exponențială (6.99) determină un prag evident, în conducție directă, al caracteristicii curent-tensiune (fig. 6.41). Tensiunea directă trebuie să crească cu cîteva zecimi de volt, pentru ca dioda să intre în conducție. Peste acest prag, curentul în conducție directă crește rapid cu tensiunea.

În figurile 6.42 și 6.43 se prezintă două modele, care țin seama de acest *prag de conducție*. Pragul de tensiune (U_0) care apare în aceste modele este de obicei în domeniul: 0,2—0,4 V pentru diodele cu germaniu și în domeniul: 0,5—0,7 V pentru diodele cu siliciu. Această tensiune de prag are un coeficient de temperatură în domeniul: $-1 \div -2$ mV/°C.

În modelul din figura 6.43 se ia în considerație rezistența R nenulă a diodei în conducție directă $\left(R = \frac{1}{G} = \frac{1}{\text{tg}\,\beta}\right)$.

○ **Concluzie.** Prin modelarea diodelor din circuitele considerate, cu ajutorul diodelor idealizate liniare pe porțiuni (cu sau fără tensiune de prag), analiza circuitelor neliniare se reduce la studiul unor rețele liniare.

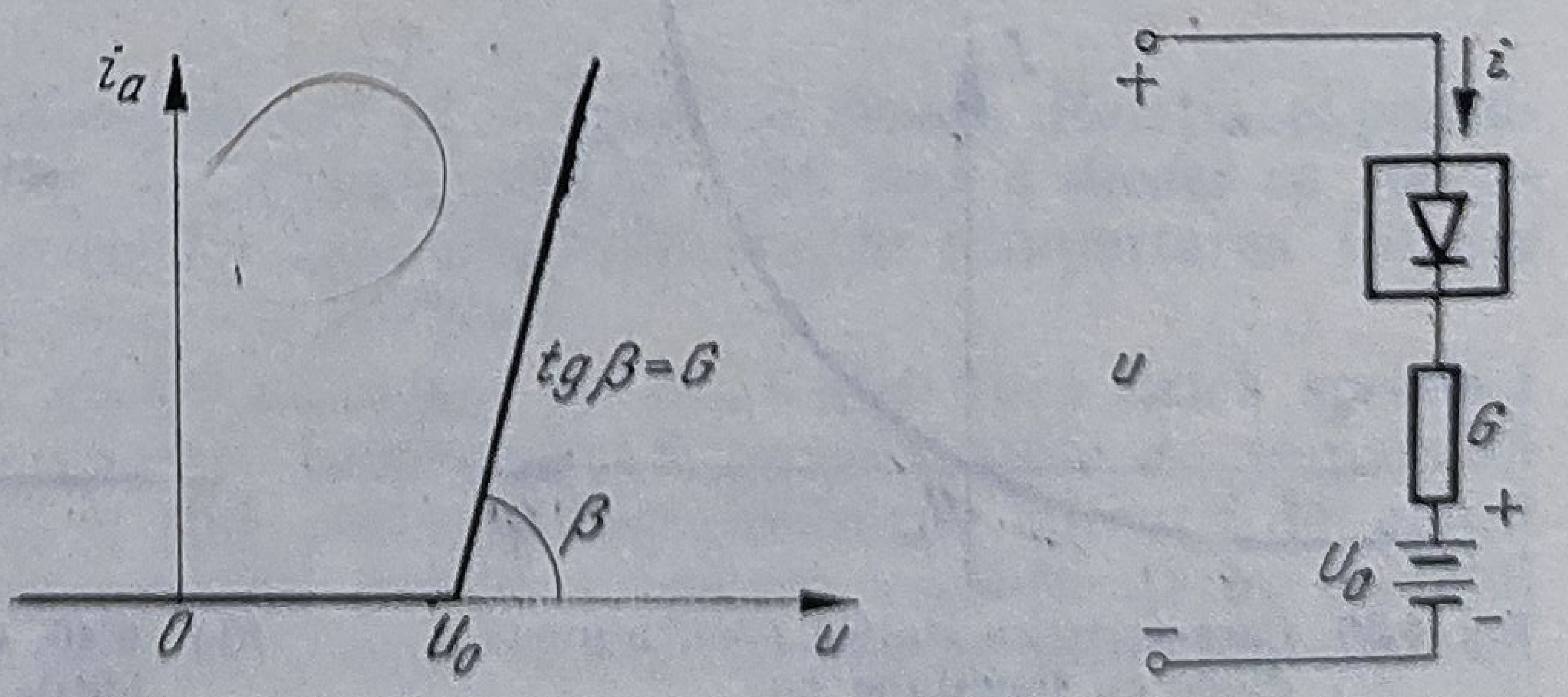


Fig. 6.43. Model cu tensiune de prag și cu rezistență nenulă în conducție directă.

6.5. TRANZISTOARE BIPOLARE

Una dintre cele mai importante aplicații, cu largi consecințe practice, ale joncțiunilor *pn* o constituie *tranzistorul bipolar*, a cărui funcționare implică transportul ambelor tipuri de purtători mobili de sarcină, minoritari și majoritari (fig. 6.44).

6.5.1. ANALIZA FUNCȚIONĂRII TRANZISTORULUI BIPOLAR

Se consideră un *tranzistor de tip pnp*.

Comportarea fundamentală a structurii complementare de tip *npn* este similară, schimbîndu-se numai rolurile electronilor și golurilor, tensiunile și curenții avînd semne contrare.

● **Un tranzistor bipolar conține** două joncțiuni *pn*, care delimitează o singură regiune subțire, numită *bază*. Celelalte două regiuni se numesc *emitor* și *colector*. Ele au același tip de conductivitate, dar proprietăți fizice și electrice diferite. Joncțiunea cuprinsă între emitor și bază este numită *joncțiunea emitorului*; cealaltă este *joncțiunea colectorului*.

Tranzistorul bipolar *pnp* poate fi fabricat utilizînd tehnologia planară. Cu ajutorul acestei tehnologii se pot obține joncțiuni *pn* cu arii cuprinse între cîteva sute și cîteva mii de microni pătrați la o adîncime de cîțiva microni sub suprafața semiconductorului. Grosimea bazei tranzistorului bipolar poate fi micșorată pînă la cîteva zecimi de micron.

Pentru funcționarea normală a tranzistorului bipolar, *joncțiunea emitorului este polarizată direct*, iar *joncțiunea colectorului este polarizată invers*. În aceste condiții, *tranzistorul lucrează în regiunea activă*.

● **Joncțiunea emitorului** fiind polarizată în sens direct, înălțimea barierei de potențial se va micșora și numărul golurilor majoritare care trec dinspre emitor spre bază și numărul electronilor majoritari care trec dinspre bază înspre emitor se va mări. Așadar, prin regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitorului sînt injectați purtători de sarcină (goluri într-o direcție, electroni în cealaltă) foști majoritari, care devin minoritari, ceea ce duce la

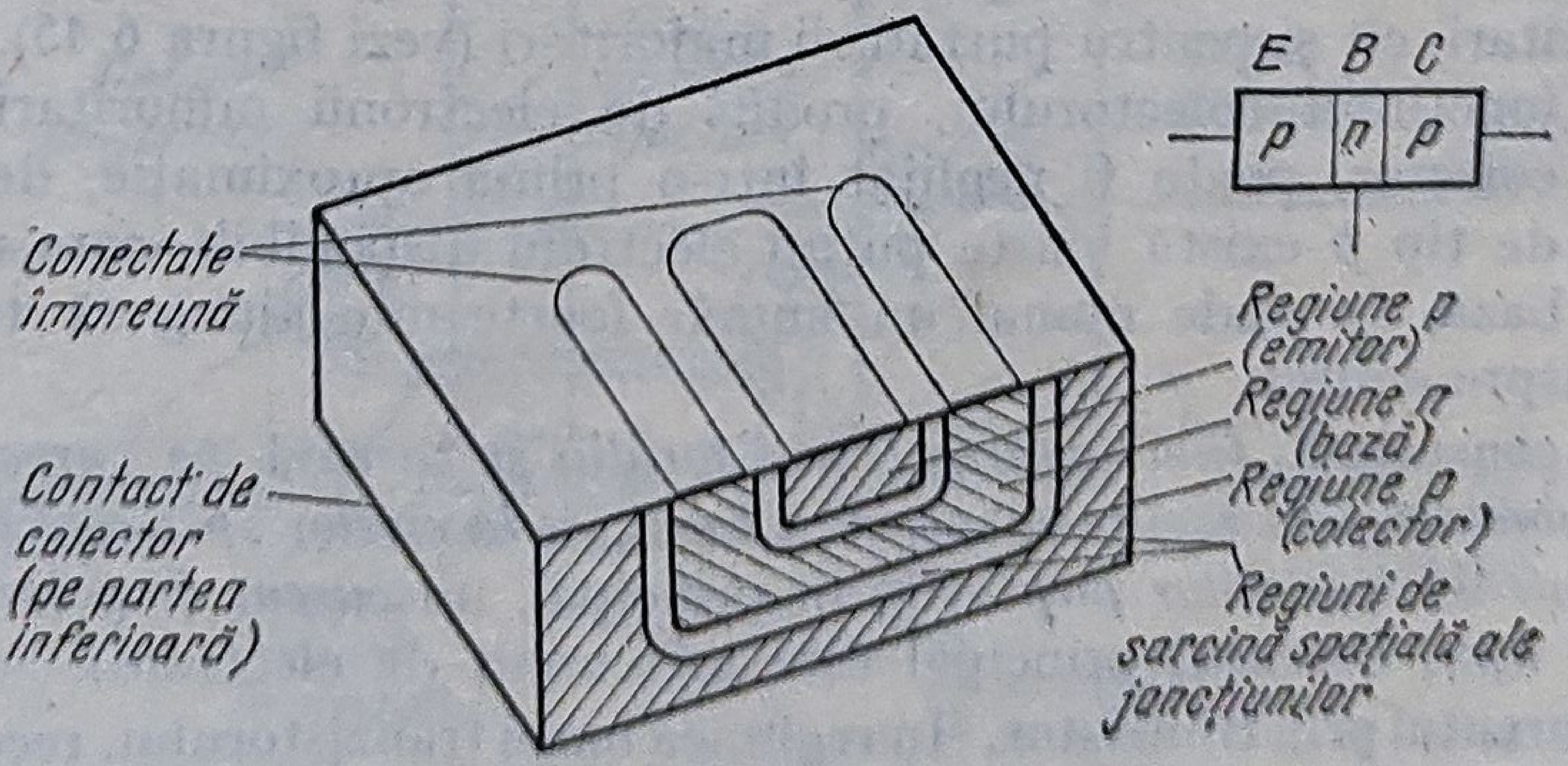


Fig. 6.44. Structura unui tranzistor bipolar cu joncțiuni (*pnp*).

creşterea concentraţiei de purtători minoritari în exces la marginile regiunii de sarcină spaţială. Aceşti purtători minoritari în exces (de exemplu, golurile injectate din regiunea p a emitorului în baza de tip n) difuzează prin baza tranzistorului pînă la o distanţă de ordinul lungimii lor de difuzie (L_p), pînă la recombinarea cu purtătorii majoritari (electronii majoritari din bază).

Joncţiunea emitor-bază este astfel fabricată încît doparea emitorului este mult mai puternică decît doparea bazei ($N_A \gg N_D$), deci concentraţia purtătorilor majoritari din bază este mult mai mică decît concentraţia purtătorilor majoritari, din emitor ($n_n \ll p_p$). Datorită dopării asimetrice a joncţiunii emitorului, curgerea prin regiunea de sarcină spaţială a emitorului este dominată de goluri (purtătorii majoritari din emitor), injecţia electronilor dinspre bază înspre emitor devenind neglijabilă. Astfel, golurile injectate de emitor difuzează prin bază.

● **Joncţiunea colectorului.** Una dintre condiţiile de bază pentru funcţionarea tranzistorului este ca grosimea bazei să fie mai mică decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari în exces. În consecinţă, golurile injectate de emitor străbat baza de tip n şi ajung în dreptul regiunii de sarcină spaţială a joncţiunii colectorului, fără să sufere recombinări semnificative cu electronii majoritari din bază.

În regiunea de sarcină spaţială a joncţiunii colectorului există un cîmp electric intern, îndreptat dinspre regiunea de tip n spre regiunea de tip p, adică dinspre bază spre colector. Joncţiunea colectorului fiind invers polarizată, înseamnă că se aplică un cîmp electric extern îndreptat în acelaşi sens cu sensul cîmpului electric intern; astfel, în regiunea de sarcină spaţială a joncţiunii colectorului există un cîmp electric puternic, îndreptat dinspre bază înspre colector. Acest cîmp electric al joncţiunii bază-colector va favoriza trecerea spre colector a golurilor provenite de la emitor. Polarizarea inversă a joncţiunii colectorului determinînd creşterea barierei de potenţial electrostatic, va bloca difuzia purtătorilor majoritari şi astfel curentul de colector este determinat de golurile minoritare „colectate" din bază.

Concentraţiile de purtători la marginile regiunii de sarcină spaţială a joncţiunii colectorului (polarizată invers) sînt coborîte sub valorile respective de la echilibru. Aşadar, are loc extracţia purtătorilor minoritari în exces. Dacă mărimea tensiunii inverse depăşeşte cu mult valoarea kT/e, concentraţiile purtătorilor minoritari la marginile regiunii de sarcină spaţială a colectorului sînt neglijabile faţă de concentraţiile de la echilibru. De aceea, în regiunea bazei tranzistorului vor exista gradienţi ai concentraţiilor, atît pentru purtătorii minoritari, cît şi pentru purtătorii majoritari (vezi figura 6.45). Curentul invers al joncţiunii colectorului, produs de electronii minoritari generaţi termic în colector, poate fi neglijat într-o primă aproximaţie, deoarece în colectorul de tip p există foarte puţini electroni disponibili, care reuşesc să treacă în bază, de unde numai un număr foarte mic ajung să treacă mai departe înspre emitor.

○ **În consecinţă,** *funcţionarea tranzistorului se bazează pe curgerea purtătorilor minoritari prin regiunea subţire a bazei, de la emitor spre colector.* Astfel, *curentul într-un tranzistor pnp* este, în principal, un *curent de goluri* (într-un tranzistor *npn*, curentul principal este un curent de electroni).

● **Curentul prin tranzistor.** În regiunea bazei tranzistorului, recombinarea este foarte scăzută, astfel încît curentul de purtători minoritari produs prin

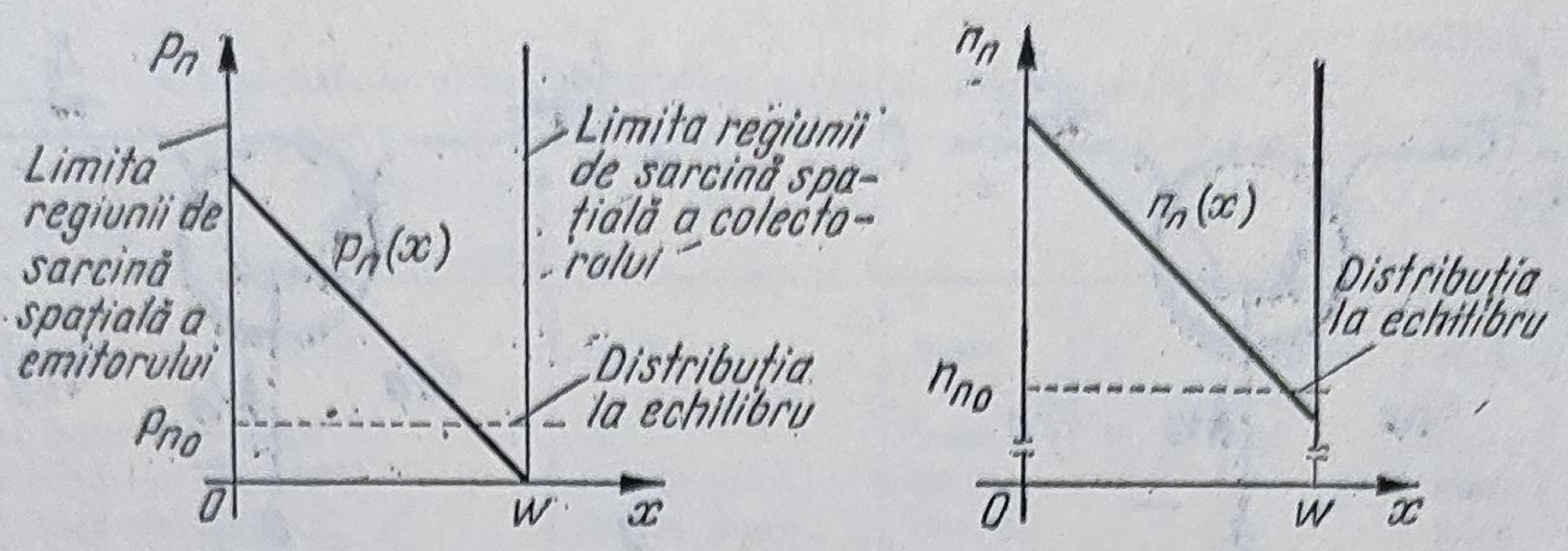


Fig. 6.45. Distribuțiile concentrațiilor de purtători în regiunea bazei pentru un tranzistor *pnp* care lucrează în regiunea activă.

injecție este practic constant (aproximativ același la colector și la emitor) și distribuțiile de purtători în exces sînt aproximativ liniare.

Pentru a alimenta recombinarea ce apare în bază și injecția de purtători majoritari (electroni) din bază în emitor, este necesar un curent de bază mic în comparație cu ceilalți doi curenți, de colector și de emitor. Acest curent poate fi mic deoarece: baza este subțire (w mic) și este caracterizată de un timp de viață mare (τ mare), iar emitorul este mai puternic dopat decît baza ($N_A \gg N_D$), minimizînd astfel injecția inversă în emitor.

Curentul care circulă între emitor și colector (fig. 6.46) este controlat direct de tensiunea pe joncțiunea emitor-bază, fiind puternic dependent de aceasta și este, în esență, independent de tensiunea pe joncțiunea colector-bază.

În consecință, *efectul de tranzistor* constă în faptul că *golurile* (pentru tranzistorul bipolar *pnp*) *injectate de emitor în bază, ajung în majoritatea lor la colector*. Acesta este *curentul principal* care străbate tranzistorul; printr-o proiectare corectă și o tehnologie de realizare perfecționată, ceilalți curenți sînt minimizați.

● **Efectul de amplificare.** Datorită faptului că *același curent parcurge atît joncțiunea emitorului* (curentul de emitor), care este polarizată direct, deci cu rezistență mică, *cît și joncțiunea colectorului* (curentul de colector), care fiind

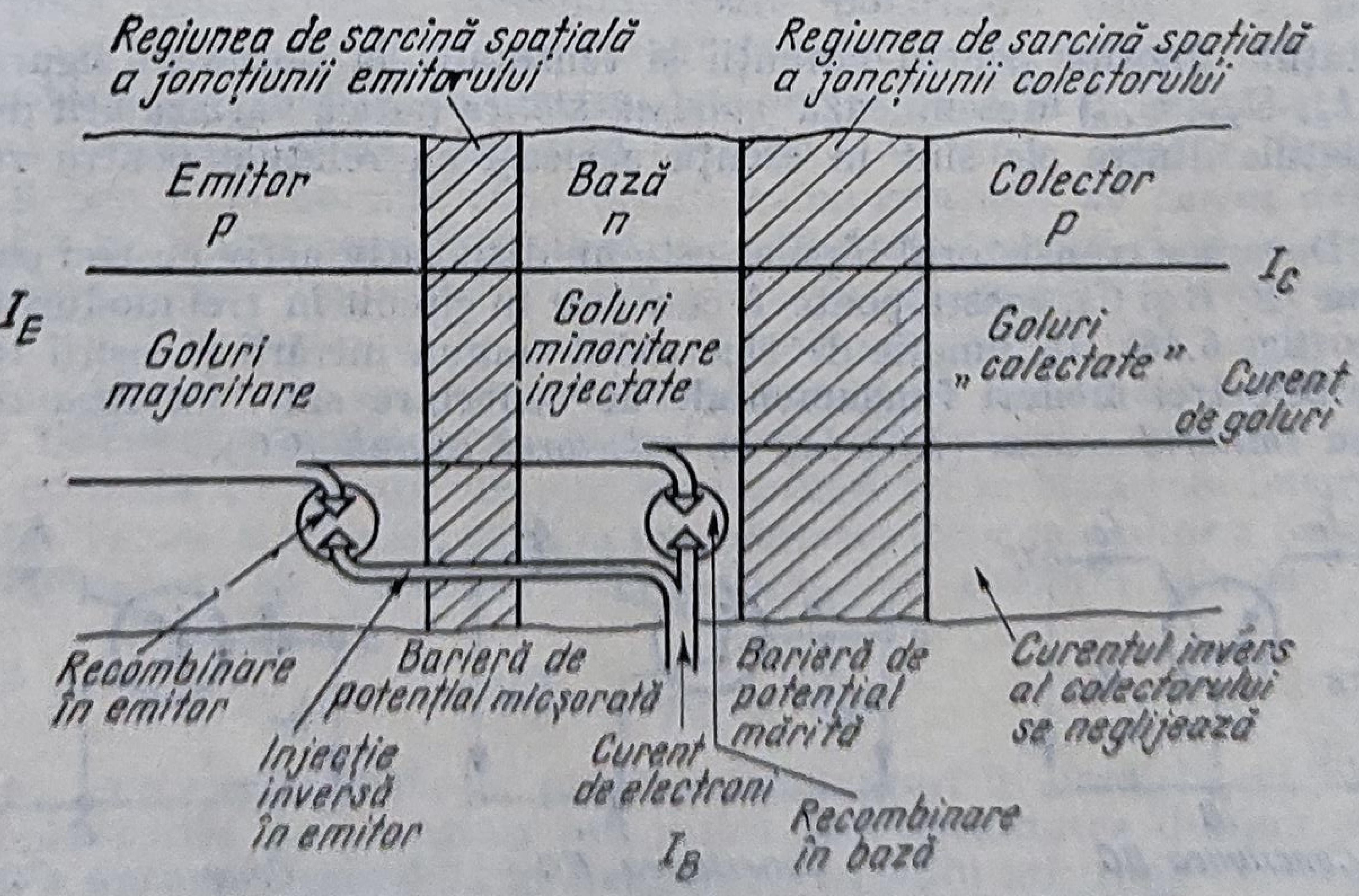


Fig. 6.46. Compoziția curenților pentru un tranzistor *pnp*.

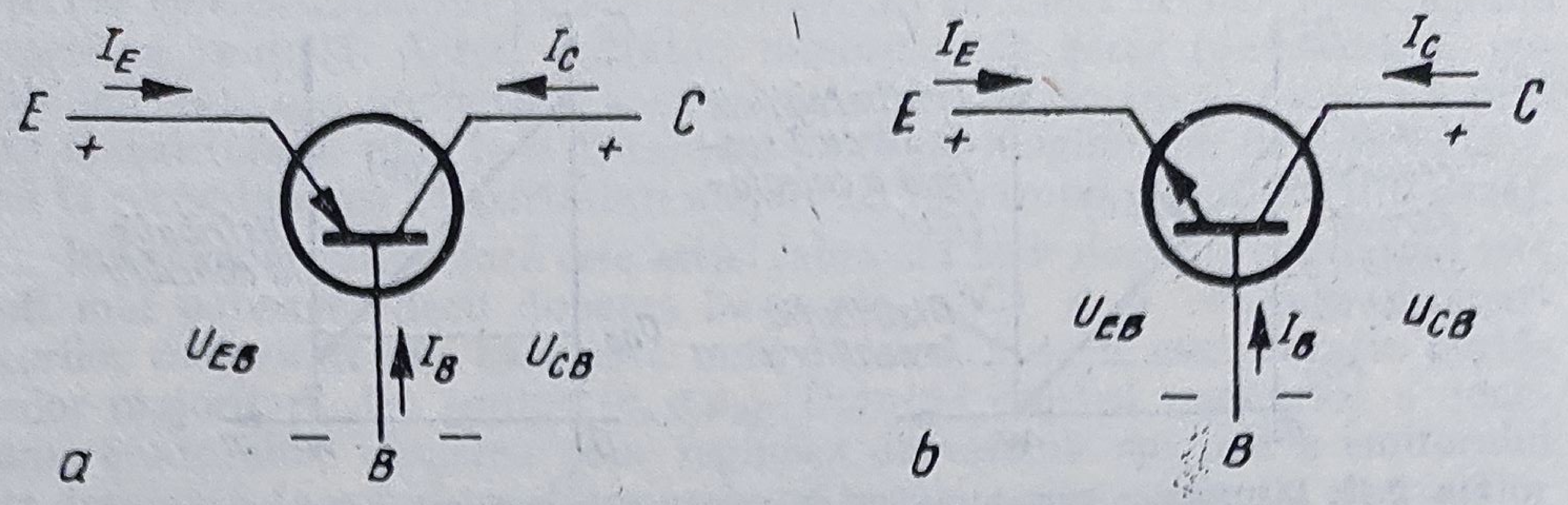


Fig. 6.47. Tipuri de tranzistoare:
a — tranzistor *pnp*; *b* — tranzistor *npn*.

polarizată invers are rezistența foarte mare, ceea ce permite includerea unei rezistențe de sarcină destul de mari în circuitul colectorului ($I_C \cong I_E$), rezultă posibilitatea *efectului de amplificare*.

Dacă se aplică un mic semnal electric între emitor și bază, atunci în circuitul colectorului, de pe o rezistență de sarcină mare, se culege un semnal electric mult amplificat. Denumirea de tranzistor provine de la cuvintele TRANsfer-reZISTOR, adică dispozitivul care realizează transformarea de la o rezistență mică a joncțiunii emitorului direct polarizate, la o rezistență foarte mare a joncțiunii colectorului invers polarizate.

● **Simbolurile** de circuit pentru tranzistoarele bipolare și **sensurile de referință ale curenților și tensiunilor** sînt arătate în figura 6.47.

Sensurile de referință standardizate pentru curenți și tensiuni sînt aceleași pentru ambele tipuri de tranzistoare, *pnp* și *npn*. Pentru curenții externi, valorile pozitive corespund circulației unor sarcini pozitive înspre terminalul respectiv.

Pentru tensiunile la borne (U_{EB}, U_{CB}), valorile pozitive corespund situației în care emitorul și colectorul sînt pozitive în raport cu baza. Se obține:

$$U_{CE} = U_{CB} - U_{EB}. \tag{6.101}$$

Notațiile folosite pentru curenții și tensiunile la borne în figura 6.47 (I_E, I_C, I_B, U_{EB}, U_{CB}) desemnează *mărimi statice* (adică variază atît de încet încît relațiile dintre ele sînt în esență aceleași cu relațiile pentru regimul static).

● Deoarece tranzistorul bipolar este un dispozitiv activ cu trei electrozi sau borne (E, B și C), acesta poate fi conectat în circuit în trei moduri fundamentale (fig. 6.48). În funcție de electrodul comun intrării și ieșirii tranzistorului, **cele trei moduri fundamentale de conectare** sînt: cu *baza comună* (BC), cu *emitorul comun* (EC) sau *cu colectorul comun* (CC).

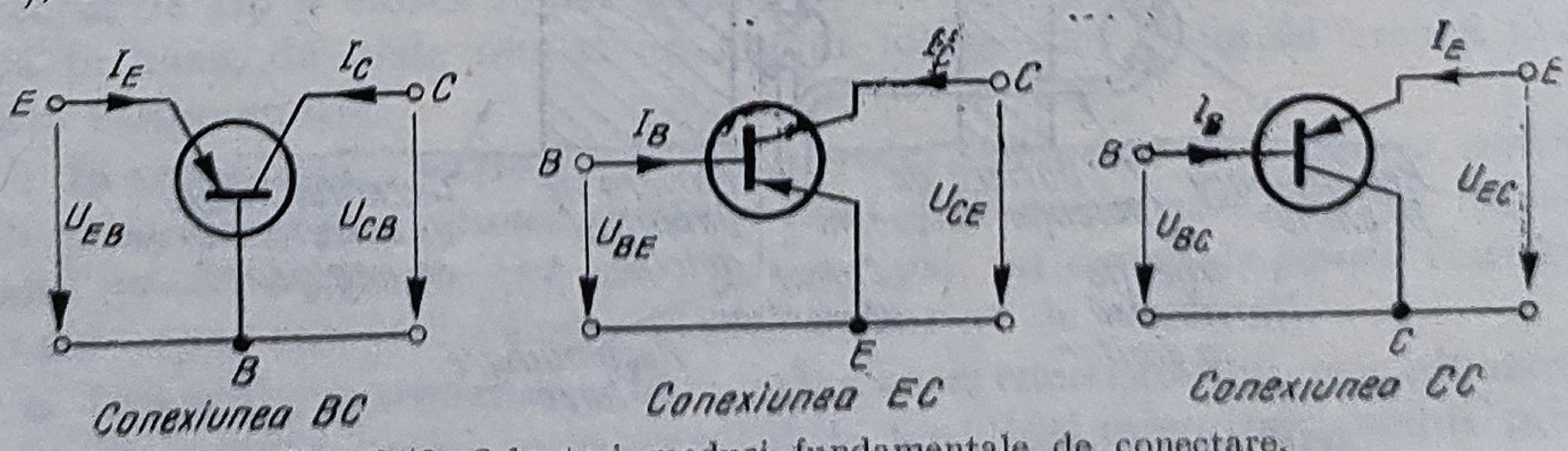


Fig. 6.48. Cele trei moduri fundamentale de conectare.

TABELUL 6.1

Caracteristicile principale ale conexiunilor din figura 6.39

Caracteristica \ *Conexiunea*	*BC*	*EC*		*CC*
Amplificare în tensiune	mare	mare	cea mai mare amplificare în putere	≤ 1
Amplificare în curent	≤ 1	mare		mare
Rezistența de intrare	foarte mică	medie		mare
Rezistența de ieșire	foarte mare	medie		mică
Faza tensiunii de ieșire în comparație cu cea de intrare	în fază	în antifază		în fază

Caracteristicile principale ale acestor conexiuni sînt prezentate în tabelul 6.1.

● După natura polarizării joncțiunilor emitor-bază și colector-bază, există patru **regimuri (regiuni) de funcționare:**

— *regiunea activă normală* (*directă*), care corespunde la polarizarea directă a joncțiunii emitorului și inversă a joncțiunii colectorului;

— *regiunea activă inversă* (*inversată*), care corespunde la polarizarea directă a joncțiunii colectorului și polarizarea inversă a joncțiunii emitorului; este regiunea în care tranzistorul se comportă tot ca un dispozitiv controlat în tensiune, dar rolurile emitorului și colectorului sînt inversate;

— *regiunea de blocare*, care corespunde la polarizarea inversă a ambelor joncțiuni;

— *regiunea de saturație*, care corespunde la polarizarea directă a ambelor joncțiuni.

6.5.2. FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI ÎN REGIUNEA ACTIVĂ NORMALĂ

Tranzistorul bipolar funcționînd în regiunea activă normală are o tensiune mică emitor-bază, corespunzătoare polarizării directe a joncțiunii emitor-bază și care determină un curent de colector independent de tensiunea colector-bază, cu condiția ca joncțiunea colector-bază să fie polarizată invers, valoarea tensiunii inverse depășind de cîteva ori kT/e. Așadar, tranzistorul poate fi privit, la bornele colectorului, ca un *generator de curent dependent*, comandat de o altă variabilă. Pentru studiul electronicii fizice a tranzistorului bipolar este importantă înțelegerea mecanismului de funcționare a tranzistorului în regim activ normal. Tensiunea emitor-bază reprezintă variabila independentă care comandă generatorul de curent de la colector.

● **Distribuția purtătorilor.** Atunci cînd tranzistorul lucrează în regiunea activă normală, distribuția de purtători minoritari în bază este liniară. Concentrația de purtători minoritari la extremitatea dinspre emitor a bazei $p_n(0)$ este determinată de tensiunea emitor-bază U_{EB}, conform relației

$$p_n(0) = p_{n0} \cdot e^{\frac{eU_{EB}}{kT}}, \tag{6.102}$$

unde p_{n0} este concentrația de purtători minoritari în bază, la echilibru.

Concentrația de purtători minoritari la extremitatea dinspre colector a bazei $p_n(w)$ este neglijabilă în comparație cu $p_n(0)$ atît timp cît joncțiunea colectorului este polarizată invers cu cel puțin cîțiva kT/e.

În aceste condiții, distribuția de purtători minoritari în exces în regiunea bazei este aproximativ liniară (fig. 6.49). Concentrația de purtători minoritari în exces la marginea emitorului, $\Delta p_n(0)$, depinde exponențial de tensiunea emitor-bază, U_{EB}:

$$\Delta p_n(0) = p_{n0}\left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right). \qquad (6.103)$$

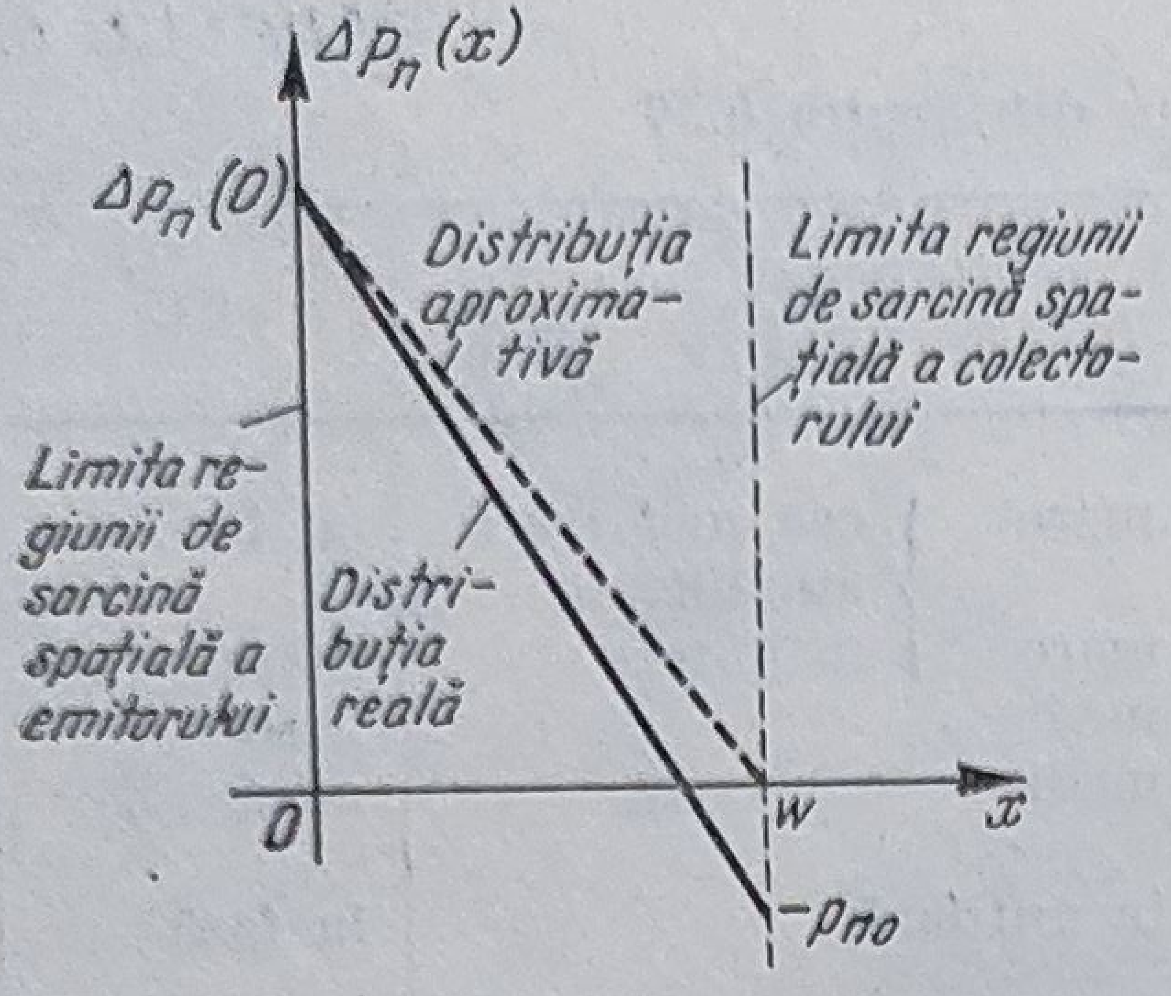


Fig. 6.49. Distribuția de purtători minoritari în exces în bază la funcționarea tranzistorului în regiunea activă.

La marginea colectorului, concentrația de purtători în exces este negativă $\Delta p_n(w) = -p_{n0}$, deoarece joncțiunea colectorului este polarizată invers. Dacă tensiunea directă emitor-bază este suficient de mare (depășește de cîteva ori kT/e), atunci concentrația de purtători în exces la marginea regiunii de sarcină spațială a emitorului, $\Delta p_n(0)$, este mult mai mare decît concentrația de purtători minoritari la echilibru p_{n0}, adică:

$$\Delta p_n(0) \gg p_{n0}. \qquad (6.104)$$

Datorită acestei condiții, panta distribuției de purtători minoritari în exces în regiunea bazei, dată de: $\dfrac{\Delta p_n(w) - \Delta p_n(0)}{w} = -\dfrac{\Delta p_n(0) + p_{n0}}{w}$, poate fi aproximată prin $\left(-\dfrac{\Delta p_n(0)}{w}\right)$.

● **Curenții prin tranzistor.** În conformitate cu distribuția și curgerea purtătorilor minoritari la o joncțiune pn asimetric dopată, circulația golurilor minoritare injectate din emitor în bază, spre colector, se face în regiunea bazei numai prin difuzie; în consecință, **curentul de colector** (I_C) rezultat va fi:

$$I_C = eAD_p \frac{d(\Delta p_n)}{dx}. \qquad (6.105)$$

Se ajunge astfel la relația liniară ce există între curentul de colector și concentrația de goluri minoritare în exces la marginea dinspre emitor a bazei, $\Delta p_n(0)$:

$$I_C \cong -eAD_p \frac{\Delta p_n(0)}{w}, \qquad (6.106)$$

unde D_p este coeficientul de difuzie al purtătorilor minoritari în bază, w este grosimea regiunii neutre a bazei, iar A este aria secțiunii transversale a bazei.

Se obține expresia pentru curentul de colector, similară cu ecuația diodei cu joncțiune pn:

$$I_C = -eAD_p \frac{p_{n0}}{w}\left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right) \qquad (6.107)$$

sau:

$$I_C = -I_1\left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right), \tag{6.108}$$

unde:

$$I_1 = eA\,\frac{D_p p_{n0}}{w} \tag{6.109}$$

reprezintă *curentul de saturație* al joncțiunii emitorului.

În relația (6.108) apare semnul minus (—) deoarece golurile circulă în sens invers sensului considerat convențional ca pozitiv.

Pentru buna funcționare a tranzistorului ca element amplificator, este de dorit ca recombinarea în bază și injecția inversă în emitor să producă curenți neglijabili în raport cu cel de colector (I_C). Componenta curentului de bază rezultată din curgerea electronilor care alimentează injecția de purtători majoritari ai bazei înspre regiunea emitorului puternic dopat trebuie să fie cît mai mică în comparație cu valoarea curentului de goluri care cuprinde tot tranzistorul. Pentru a aprecia raportul dintre valoarea curentului de goluri injectate de emitor în bază și curentul invers de electroni injectați dinspre bază spre emitor, se introduce noțiunea de *eficiență a emitorului* sau *coeficient de injecție*, care se definește prin:

$$\gamma = \frac{\text{curentul de goluri al emitorului}}{\text{curentul total de emitor}} \cong \frac{|I_{pE}|}{|I_E|}, \tag{6.110}$$

unde I_E este suma dintre curentul de goluri injectat în bază (I_{pB}) și curentul de electroni injectat din bază în emitor. În cazul ideal, $\gamma = 1$. În cazul general, γ are o valoare apropiată de 1. Pentru ca $\gamma \to 1$, este necesară o dotare mult mai puternică cu impurități a regiunii de tip p față de regiunea de tip n (baza), adică $N_A \gg N_D$.

În analiza comportării interne a tranzistorului, considerîndu-se $w \ll L_p$, s-a presupus că întregul curent de goluri al emitorului trece în colector. În realitate, fenomenul difuziei golurilor minoritare în exces prin bază constituie un fenomen statistic, lungimea lor de difuzie (L_p) fiind o valoare medie. Sigur că unele goluri vor avea lungimi de difuzie mai mici decît lățimea w a bazei neutre, așa încît se vor recombina în bază. Așadar, în realitate, curentul de goluri care pătrunde în colector va fi mai mic decît curentul de goluri al emitorului (injectat în bază). Se introduce mărimea *factorul de transfer* (transport prin bază):

$$\beta = \frac{\text{curentul de goluri care trece în colector}}{\text{curentul de goluri al emitorului}} \cong \frac{|I_{pC}|}{|I_{pE}|}. \tag{6.111}$$

Curentul local de recombinare este în general foarte mic, așa că pentru majoritatea tranzistoarelor, β are o valoare apropiată de 1. Pentru ca $\beta \to 1$, este necesar ca grosimea regiunii neutre a bazei $w \ll L_p$.

În continuare se definește noțiunea de *factor de curent* α_0, care arată ce fracțiune din curentul total de emitor ajunge în colector:

$$\alpha_0 = \beta\gamma = \frac{\text{curentul care trece în colector}}{\text{curentul total de emitor}} \cong \frac{|I_{pC}|}{|I_E|}. \tag{6.112}$$

Pentru tranzistoarele uzuale, α_0 ia valori cuprinse între 0,95 și 0,995; în cazul ideal, α_0 are o valoare foarte apropiată de 1, și pentru acest lucru trebuie ca β și γ să fie cît mai apropiate de 1.

În cazul în care se ține seama și de curentul invers al joncțiunii *pn* a colectorului (curentul de saturație al joncțiunii colector-bază polarizată invers), atunci curentul de colector I_C este format din golurile care au ajuns la colector $\alpha_0 I_E$ și din I_{CB0} (curentul invers de saturație al joncțiunii colectorului, cînd emitorul este în gol: $I_E = 0$):

$$I_C = \alpha_0 I_E + I_{CB0}. \tag{6.113}$$

Luînd în considerare cele două componente ale curentului de bază (datorită recombinării în bază și injecției inverse în emitor), este convenabil să se exprime **curentul de bază** I_B ca o fracțiune a curentului de colector I_C:

$$I_B = \delta I_C = -\delta I_1 \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right). \tag{6.114}$$

Coeficientul δ este numit *pierdere în bază* sau *defect în bază*, pornind de la faptul că recombinarea în bază și injecția în emitor sînt defecte pe care proiectantul și fabricantul de tranzistoare caută să le evite cît mai mult posibil. Pierderea în bază δ poate avea valori cuprinse între 10^{-1} și 10^{-3}; valoarea sa este greu de controlat cu precizie în proiectarea și fabricarea tranzistoarelor (un grup de același tip de tranzistoare pot avea o împrăștiere a valorilor lui δ chiar în raport de la 1 la 10).

Curentul de emitor I_E poate fi exprimat în funcție de curentul de colector I_C și de cel de bază I_B, folosind legea I a lui Kirchhoff:

$$I_E + I_B + I_C = 0 \tag{6.115}$$

sau:

$$I_E = -(I_C + I_B) = (1+\delta) I_1 \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right). \tag{6.116}$$

● **Circuite echivalente. Relația** (6.116) **dintre curentul de emitor** I_E **și tensiunea emitor-bază** U_{EB} **are aceeași formă cu ecuația idealizată a diodei cu joncțiune** ***pn*** (6.99). În consecință, comportarea tranzistorului la bornele emitor-bază poate fi modelată cu o diodă idealizată cu joncțiune *pn*, avînd curentul de saturație $(1 + \delta) I_1$ (fig. 6.50).

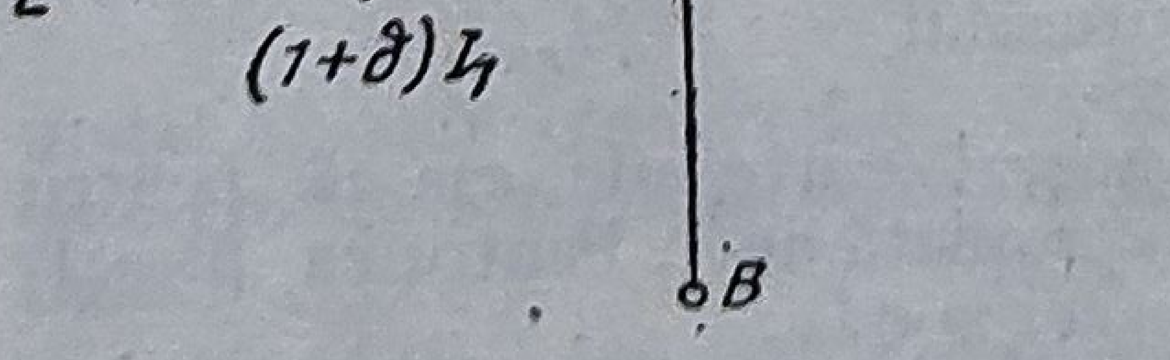


Fig. 6.50. Circuit echivalent parțial pentru bornele emitor-bază; model pentru reprezentarea relației: $I_E = (1+\delta) I_1 \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right)$.

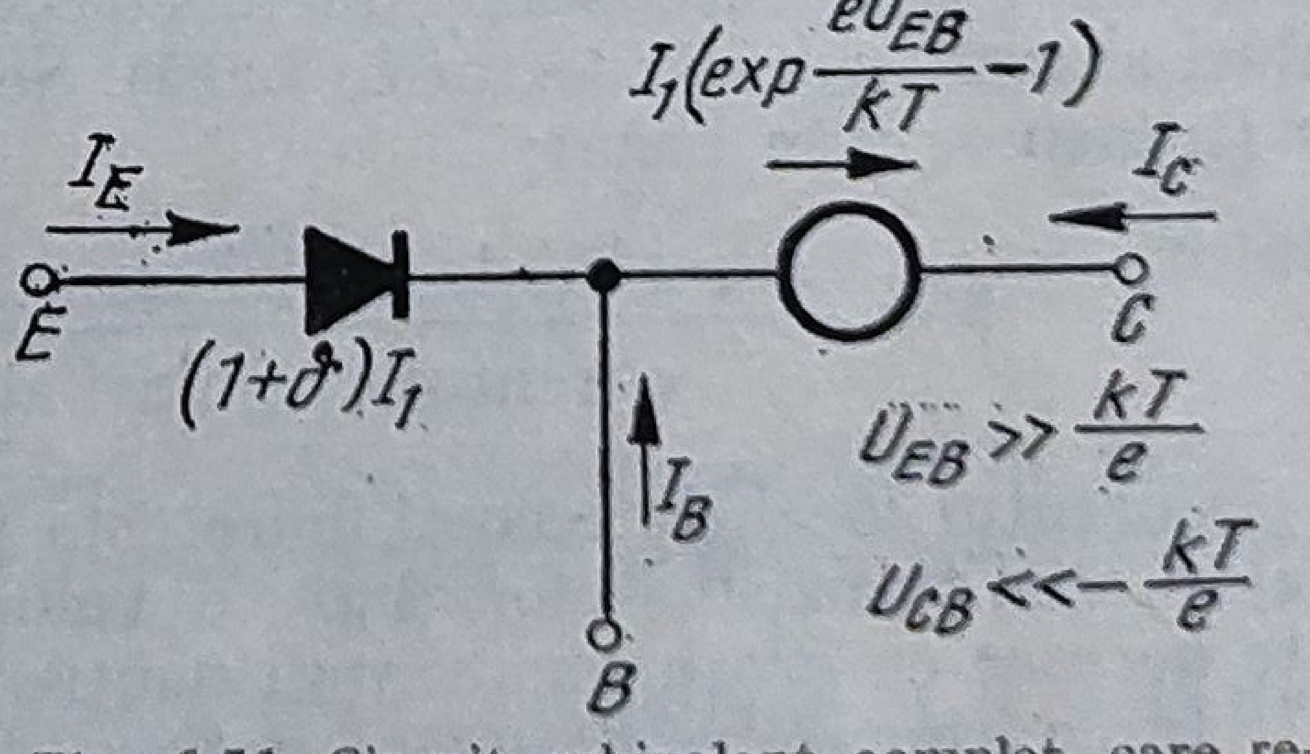


Fig. 6.51. Circuit echivalent complet, care reprezintă comportarea statică în regiunea activă normală a unui tranzistor *pnp*.

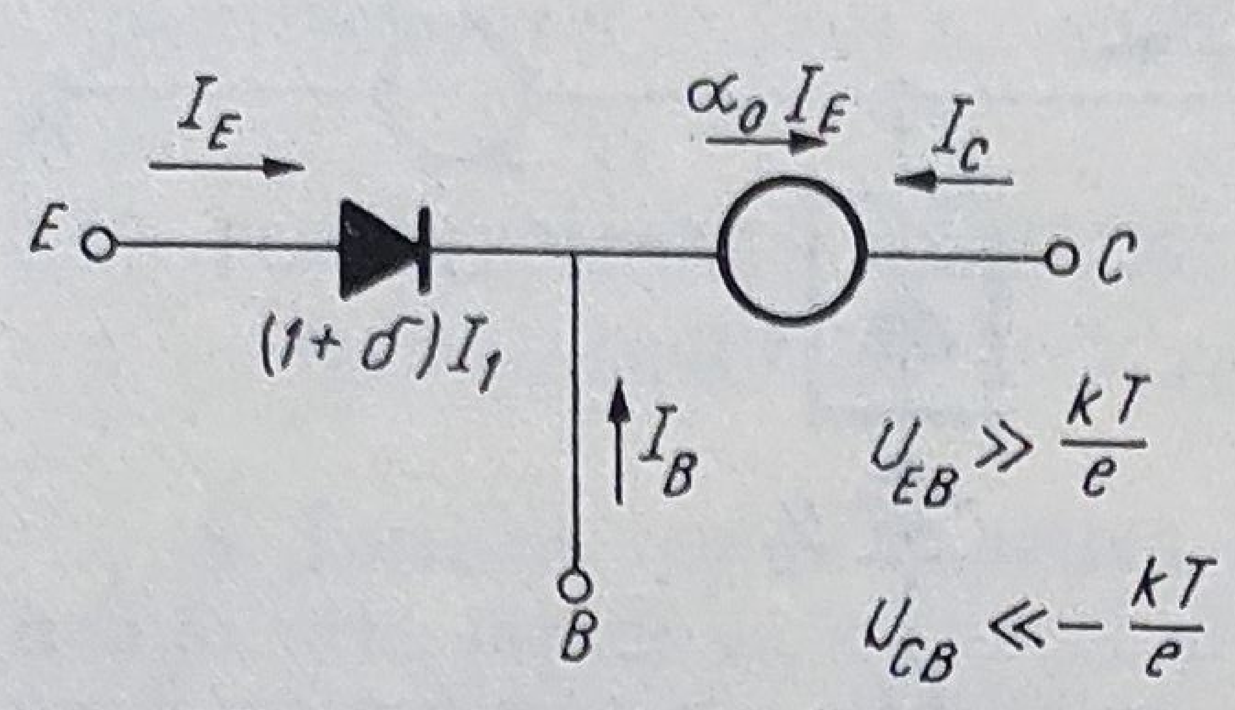


Fig. 6.52. Circuit echivalent static în care curentul de colector este modelat cu ajutorul unui generator dependent de curentul de emitor.

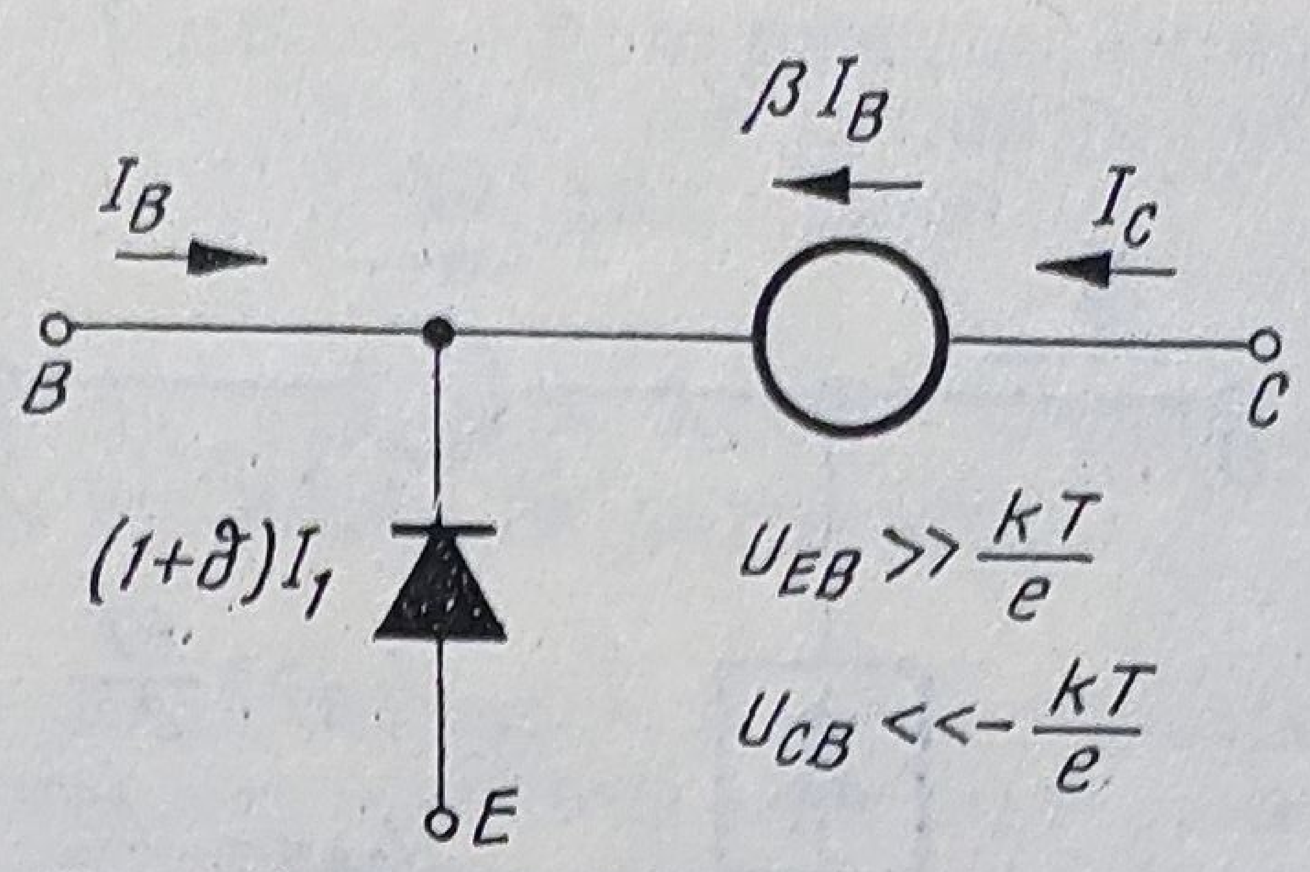


Fig. 6.53. Circuit echivalent static în care curentul de colector este modelat cu ajutorul unui generator dependent de curentul de bază.

Pentru a ține seama și de relația (6.108), care exprimă dependența exponențială a curentului de colector I_C de tensiunea emitor-bază U_{EB} și independența sa de tensiunea colector-bază U_{CB}, circuitul echivalent se completează cu un generator de curent dependent sau controlat, conectat ca în figura 6.51.

Circuitul echivalent complet, ilustrat în figura 6.51, modelează comportarea tranzistorului bipolar *pnp* în regiunea activă normală, adică atunci cînd $U_{EB} \gg \frac{kT}{e}$ și $U_{CB} \ll -\frac{kT}{e}$. Acest model este o reprezentare completă a relațiilor curent-tensiune deduse anterior, și anume:

$$I_C = -I_1\left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right); \quad I_E = (1+\delta)\, I_1\left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right).$$

Curentul de bază I_B este modelat corect ca o consecință a legii lui Kirchhoff pentru curenți.

Altă posibilitate de modelare este oferită de **proporționalitatea dintre curentul de colector,** I_C, **și cel de emitor,** I_E, exprimată prin α_0. Circuitul echivalent se realizează cu ajutorul unui generator dependent comandat prin curentul de emitor, I_E.

În figura 6.52, tranzistorul funcționează în conexiunea cu baza comună; circuitul echivalent ilustrat arată că în conexiune *BC* raportul dintre curentul de ieșire (de colector) și curentul de intrare (de emitor) este chiar α_0 (numit *factor de amplificare în curent în conexiune BC*).

Se mai poate folosi **proporționalitatea dintre curentul de colector** I_C **și cel de bază,** I_B, exprimată prin β, și atunci modelarea se face cu ajutorul unui generator dependent comandat prin curentul de bază I_B.

În figura 6.53 tranzistorul este conectat în montaj cu emitorul comun; circuitul echivalent prezentat arată că în conexiunea *EC* cîștigul de curent este chiar β (numit *factor de amplificare în curent în conexiune EC*).

Circuitele echivalente prezentate exprimă printr-o exponențială relația dintre curentul de emitor I_E și tensiunea emitor-bază U_{EB}. Ca și în cazul diodei cu joncțiune *pn*, modelarea se poate realiza **cu ajutorul diodelor liniarizate pe porțiuni.** Întrucît este vorba de modelarea comportării unui tranzistor funcționînd în regim activ normal, adică pentru joncțiunea emitorului polarizată direct $\left(U_{EB} \gg \frac{kT}{e}\right)$, diodele liniarizate pe porțiuni folosite în aceste modele sînt întotdeauna deschise. Cel mai simplu circuit echivalent de

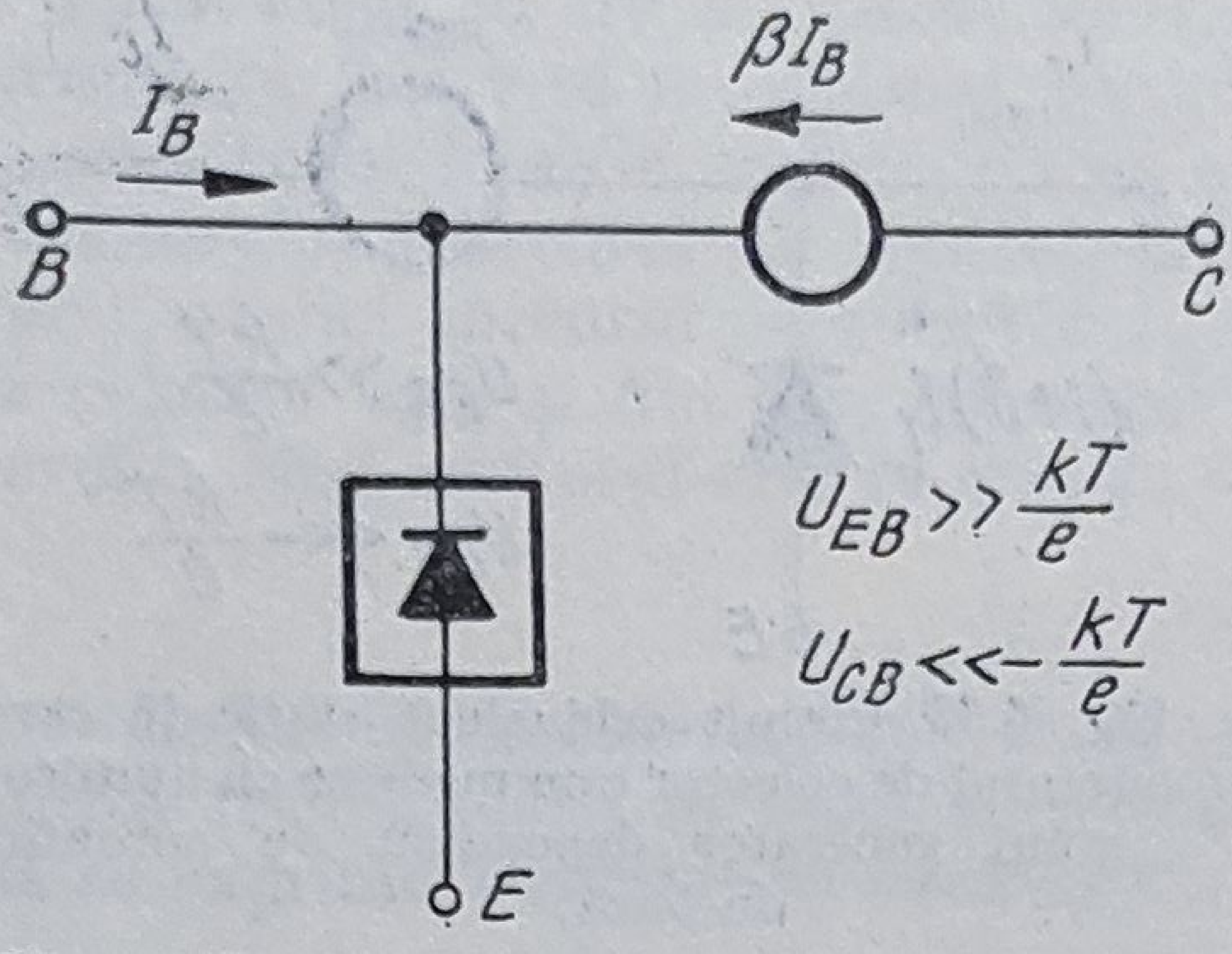


Fig. 6.54. Circuit echivalent pentru tranzistor în regiunea activă, în conexiune *EC*, în care joncţiunea emitor-bază este modelată printr-o diodă ideală liniarizată pe porţiuni.

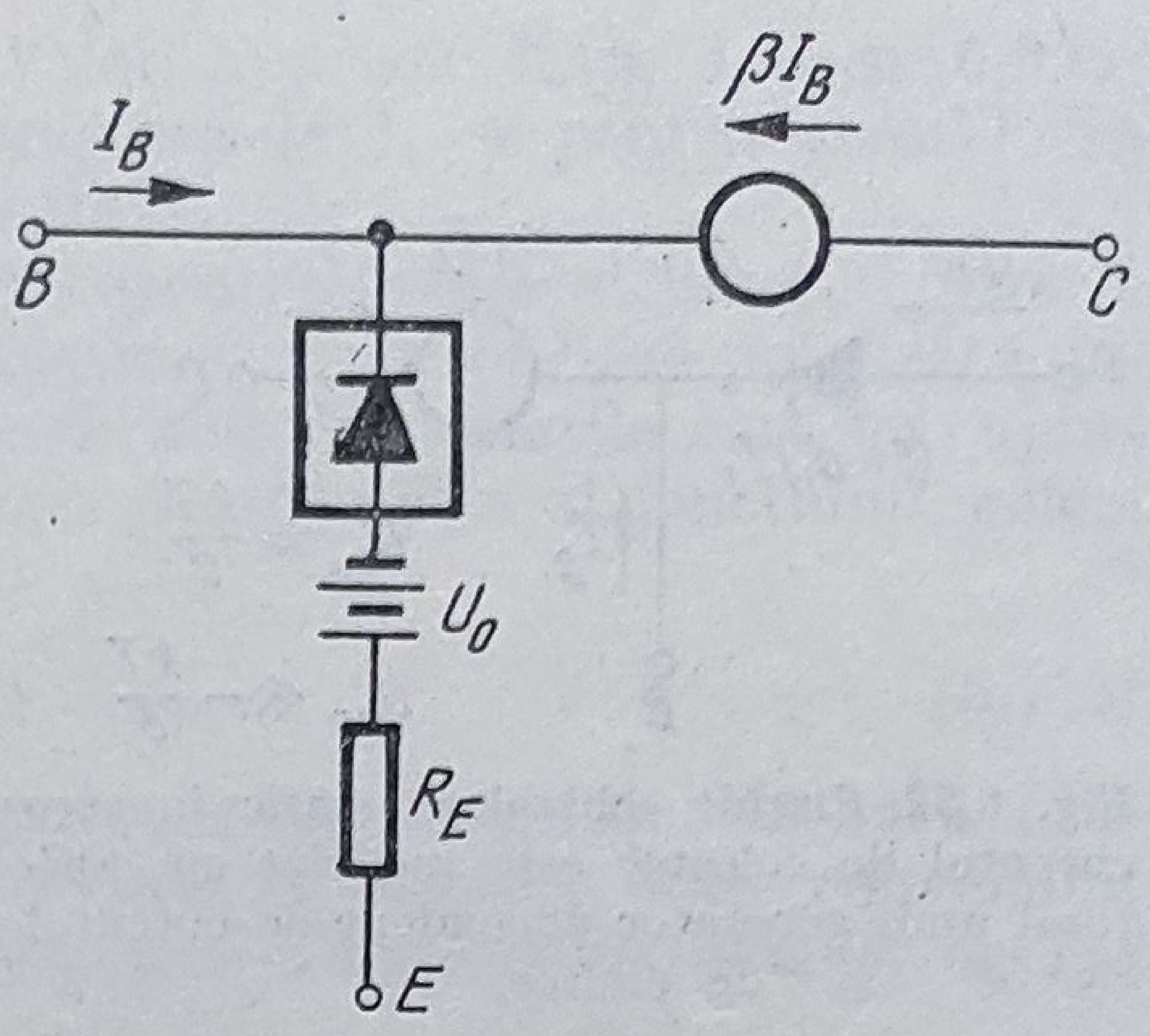


Fig. 6.55. Circuit echivalent liniarizat pe porţiuni, pentru tranzistor în regiunea activă, în conexiune *EC*, care include o tensiune de prag emitor-bază şi o rezistenţă serie.

acest tip pentru un tranzistor lucrînd în regiunea activă normală este circuitul în care se neglijează căderea de tensiune pe joncţiunea polarizată direct a emitorului (fig. 6.54).

Pentru un model mai precis, circuitul echivalent cuprinde tensiunea de prag U_0 asociată joncţiunii emitor-bază şi o rezistenţă serie R_E (fig. 6.55).

Pentru a lua în consideraţie şi curentul de saturaţie al joncţiunii colectorului (invers polarizată) se foloseşte un generator de curent suplimentar independent de tensiunile aplicate pe joncţiuni (fig. 6.56).

Modelul din figura 6.56 arată că dacă intrarea este în gol ($I_E = 0$), atunci curentul de ieşire (de colector) este I_{C0}. Curentul notat cu I_{C0} este numit *curent de saturaţie al colectorului în circuit deschis*.

În condiţiile în care concentraţia în exces la marginea dinspre emitor a bazei $\Delta p_n(0)$ nu este suficient de mare în comparaţie cu concentraţia de purtători minoritari la echilibru p_{n0} (adică atunci cînd polarizarea directă a joncţiunii emitorului nu este mare) sau cînd temperatura este ridicată (deoarece Δp_n depinde exponenţial de temperatură), este necesar să se mai adauge şi curentul de saturaţie al joncţiunii emitorului I_S (fig. 6.57).

o **Notă.** Aceste generatoare suplimentare pot fi adăugate şi la modelul în conexiune *EC*.

o **Observaţie.** *Pentru modelarea comportării tranzistorului npn*, se ţine seama de faptul că rolurile electronilor şi golurilor se schimbă între ele, funcţionarea în regiunea activă implicînd curgerea electronilor prin bază. Ca

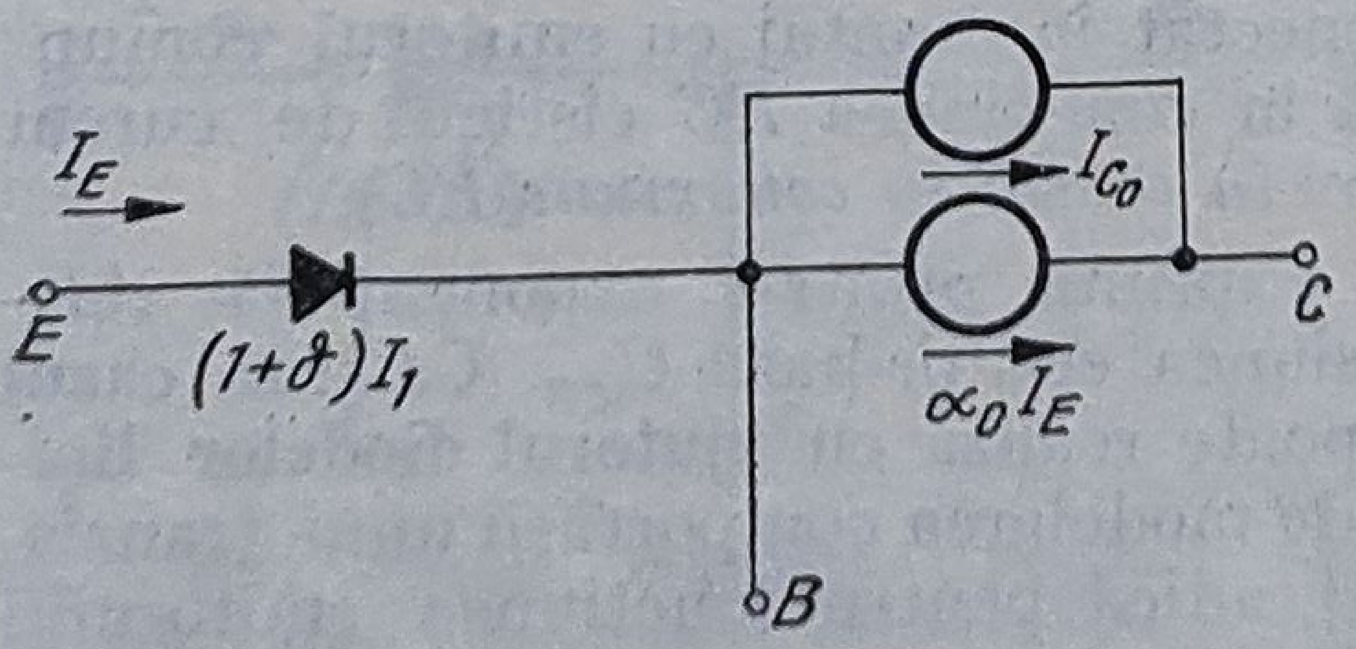


Fig. 6.56. Circuit echivalent pentru tranzistor în regiunea activă, în conexiune *BC*, care include curentul de saturaţie al colectorului.

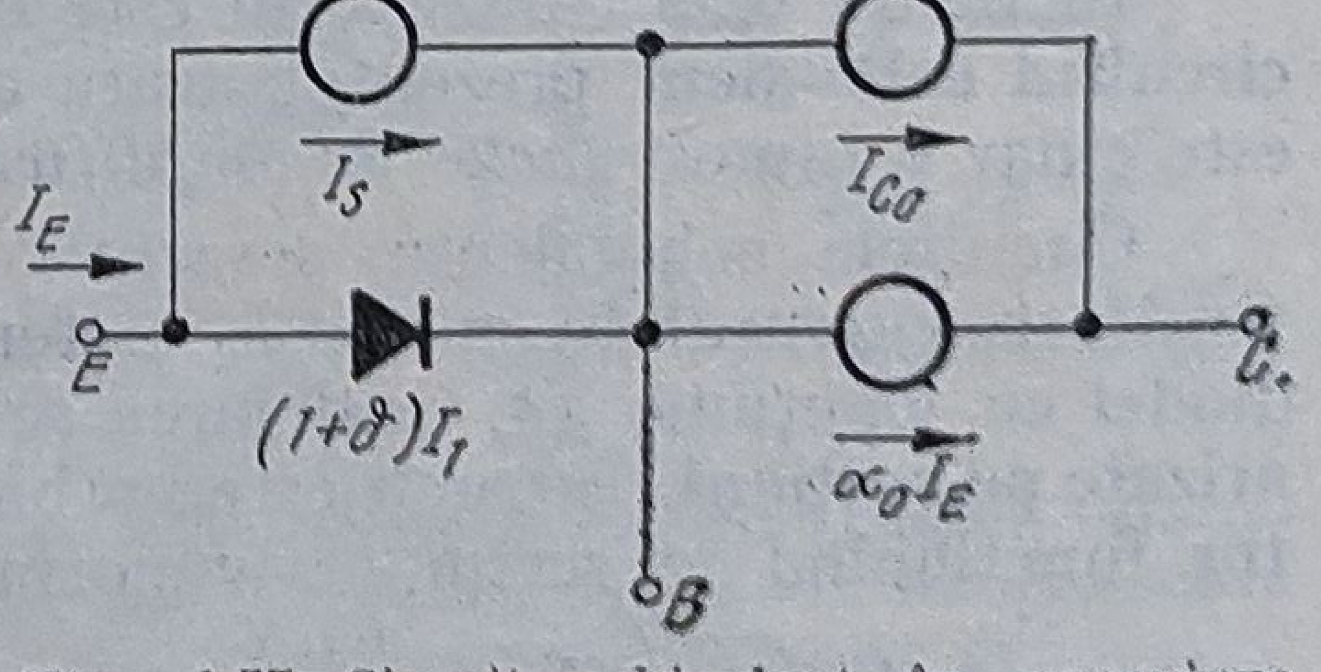


Fig. 6.57. Circuit echivalent în conexiune *BC*, pentru regiunea activă, care include curenţii de saturaţie.

urmare, I_E şi U_{EB} sînt negative pentru un tranzistor *npn* în regiunea activă normală, în timp ce I_B, I_C şi U_{CB} sînt pozitive. Circuitele echivalente pentru dispozitivele *npn* trebuie să reflecte schimbările de polaritate arătate.

6.5.3. FUNCŢIONAREA TRANZISTORULUI ÎN REGIUNEA ACTIVĂ INVERSĂ, ÎN REGIUNEA DE BLOCARE ŞI ÎN REGIUNEA DE SATURAŢIE

- Întrucît **regiunea activă inversă** diferă de regiunea activă normală numai prin faptul că emitorul şi colectorul sînt schimbaţi între ei, nu este necesară o discuţie a circuitelor echivalente pentru această regiune de funcţionare.
- În **regiunea de blocare (tăiere)** joncţiunea emitorului fiind invers polarizată, nu există injecţie de purtători minoritari în exces în bază. Ca urmare, curenţii la borne sînt foarte mici (de ordinul lui I_{C0} sau I_1) şi independenţi de tensiunile pe joncţiuni. În multe cazuri (în particular pentru tranzistoare cu siliciu) curenţii de saturaţie sînt atît de mici (cuprinşi între 1 nanoamper şi 1 picoamper), încît pot fi complet neglijaţi şi circuitul echivalent poate fi reprezentat ca un circuit în gol. În consecinţă, în primă aproximaţie, *comportarea electrică a unui tranzistor în regiunea de blocare poate fi modelată printr-un circuit deschis* (fig. 6.58).
- **Regiunea de saturaţie** corespunde la polarizarea directă a ambelor joncţiuni. În regiunea de saturaţie există injecţie prin ambele joncţiuni, iar tensiunile pe cele două joncţiuni polarizate direct sînt mici şi relativ independente de curenţi. În multe cazuri se pot neglija în întregime tensiunile directe mici ale joncţiunilor, ceea ce este echivalent cu înlocuirea diodelor exponenţiale cu diode ideale, cu caracteristica liniarizată pe porţiuni. Aşadar, într-o primă aproximaţie, *comportarea electrică a unui tranzistor saturat poate fi modelată printr-un scurtcircuit între toate cele trei terminale*, după cum se arată în figura 6.59.

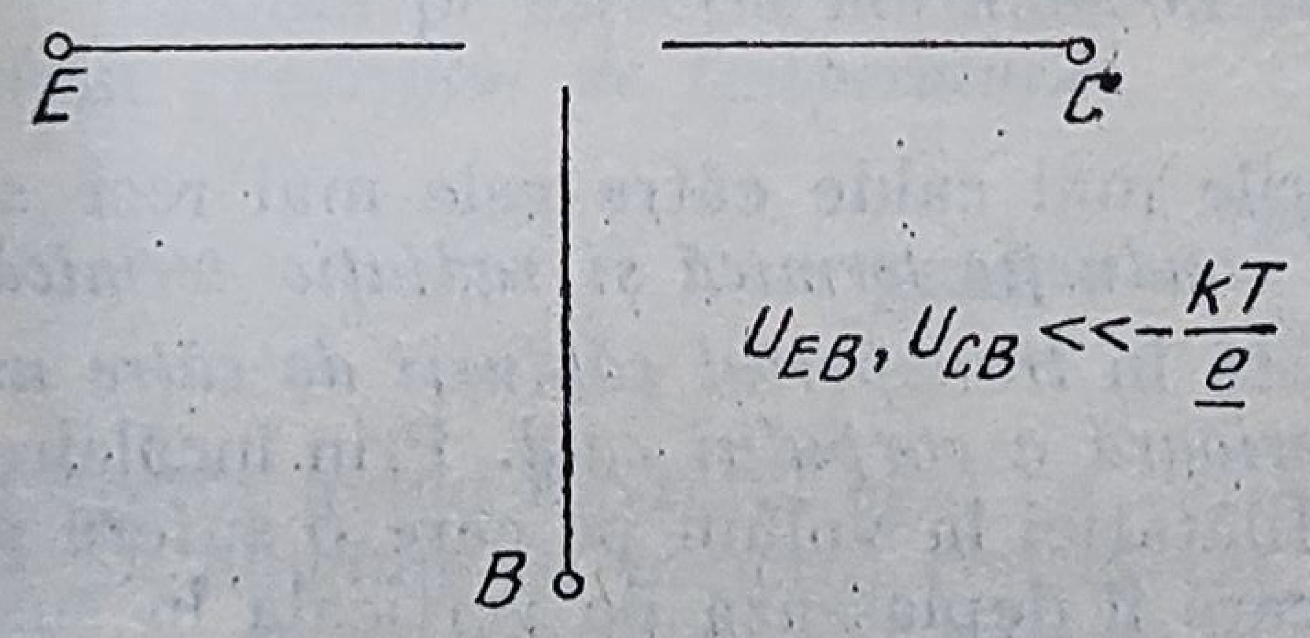


Fig 6.58. Circuit echivalent aproximativ pentru regiunea de blocare.

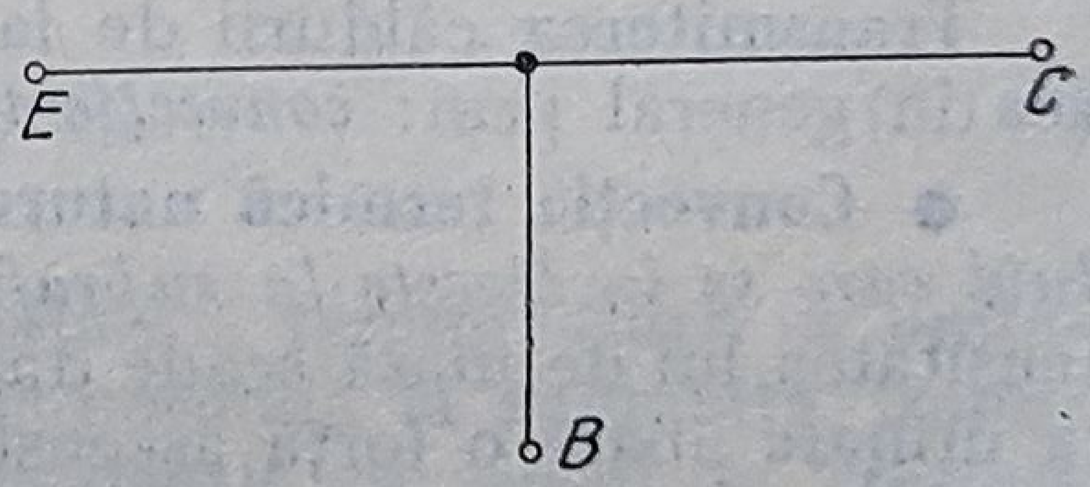


Fig. 6.59. Circuit echivalent aproximat pentru regiunea de saturaţie.

○ **Precizare.** Analiza efectuată s-a limitat la *funcţionarea statică* a tranzistoarelor bipolare cu joncţiuni. *În regim dinamic* va trebui să se studieze procesul de stocare a sarcinii în regiunile neutre ale tranzistorului bipolar şi să se completeze circuitele echivalente.

6.6. REGIMUL TERMIC AL DISPOZITIVELOR ACTIVE

Tuturor dispozitivelor active, şi în general celor a căror funcţionare se bazează pe fenomenele care au loc în joncţiunea a două materiale semiconductoare ce au conductibilităţi de tip *np*, le este caracteristică o anumită putere

activă dezvoltată în funcționarea ansamblului electric din care fac parte. Pentru concretizarea ideilor, se va considera *cazul funcționării unui tranzistor* [40].

Puterea disipată (P_{dmax}) ce se dezvoltă sub formă de căldură are drept componente puterile disipate pe cele două joncțiuni ale tranzistorului, dar, deoarece puterea disipată pe joncțiunea emitoare este neglijabilă în regiunea activă față de cea disipată pe joncțiunea colectoare, se poate considera că:

$$P_d = U_{CE} I_C. \tag{6.117}$$

Ca urmare a căldurii dezvoltate, se produce o **încălzire a joncțiunilor** și deci a întregului corp al dispozitivului activ, care poate avea, la depășirea unei limite, următoarele **efecte**:

— distrugerea structurii semiconductoare la temperaturi foarte ridicate și pierderea proprietăților redresoare ale joncțiunilor;

— deteriorarea treptată, în timp, a proprietăților electrice ale tranzistorului, proces cunoscut sub denumirea de *îmbătrînire*, ceea ce înseamnă scurtarea duratei de viață a acestuia.

Din acest punct de vedere este caracteristică *temperatura maximă admisă* pentru joncțiunea semiconductoare (θ_{Jmax}), care este de (75—85)°C pentru germaniu și (140—200)°C pentru siliciu. Temperatura pe care o atinge joncțiunea semiconductoare depinde, în principal, de *puterea disipată în tranzistor* și de *posibilitățile de răcire a acestuia* prin degajarea căldurii către mediul ambiant și, deoarece puterea activă disipată în dispozitivul semiconductor activ este determinată de ansamblul circuitului electric în care el funcționează, rolul esențial în realizarea unui regim termic corespunzător îl are modul de asigurare a degajării căldurii dezvoltate către mediul ambiant.

6.6.1. DEGAJAREA CĂLDURII CĂTRE MEDIUL AMBIANT

Transmiterea căldurii de la corpurile mai calde către cele mai reci se face în general prin: *convecție termică, conducție termică și radiație termică.*

● **Convecția termică naturală** constă în *transportul căldurii de către un fluid care se încălzește la suprafața exterioară a corpului cald*. Prin încălzire, densitatea lui de masă scade datorită dilatației în volum pe care o suferă și ca urmare apare o forță ascensională care îl deplasează pe verticală în sus, locul său fiind luat de fluidul mai rece din mediul ambiant. Cantitatea de căldură cedată în unitatea de timp prin convecție naturală de un corp cald, care are în regim staționar temperatura de echilibru termic θ_c, către mediul ambiant de temperatură θ_a este:

$$Q_K = \alpha_K A_0 (\theta_c - \theta_a) \ [\mathrm{W}], \tag{6.118}$$

în care:

A_0 este suprafața exterioară a corpului cald [m²];

α_K — *coeficientul de convecție termică* și reprezintă cantitatea de căldură transmisă prin convecție, prin unitatea de suprafață, în unitatea de timp, pentru o diferență de un grad între peretele cald și fluid (aer sau lichid) [W/m²grd].

Coeficientul de convecție α_K depinde de regimul de curgere a fluidului, care poate fi laminar sau turbulent, și de viteza de deplasare a acestuia,

v [m/s], de proprietățile fizico-chimice ale fluidului (conductivitate termică, căldură specifică, viscozitate, densitate de masă etc.), de regimul termic, determinat de θ_e și θ_a, și de forma și dimensiunile suprafeței corpului cald.

Valorile orientative ale lui α_K pentru aer și apă, cele mai folosite medii fluide pentru răcire prin convecție, sînt date în tabelul 6.2. Se observă eficiența mărită a răcirii cu apă față de cea cu gaze, dar acest avantaj este complet anulat de complicațiile pe care le introduce un circuit cu apă de răcire, metoda folosindu-se doar în unele instalații cu curenți electrici foarte mari, cu puteri mari disipate sub formă de căldură etc. Degajarea căldurii prin convecție cu aer se face în mod natural, cele mai multe componente, dispozitive și aparate funcționînd în atmosfera ambiantă a aerului la temperatura camerei.

Cînd este necesară o degajare mai intensă a căldurii, se folosește *convecția forțată* în care aerul, de exemplu, se deplasează cu viteza v față de suprafața corpului cald prin intermediul unui ventilator sau al unei pompe.

● Procesul de **conducție termică** *apare în interiorul unui corp solid sau între corpuri aflate în contact perfect unul cu altul și se manifestă prin propagarea unui flux de căldură din regiunile mai calde spre cele mai reci, datorită unui schimb de energie de la particulă la particulă.* Acest fenomen este strîns legat de distribuția de temperatură în interiorul corpului considerat. Temperatura este o mărime care depinde atît de coordonatele spațiului, cît și de timp. Din acest punct de vedere cîmpul de temperatură, definit ca totalitatea valorilor temperaturilor prin care se caracterizează punctele unui spațiu considerat la un moment dat, poate fi uni-bi-sau tridimensional (după cum temperatura variază în funcție de una, două sau trei dimensiuni ale spațiului) și staționar sau nestaționar (după cum temperatura nu variază sau variază în funcție de timp). Toate punctele unui corp care la un moment dat au aceeași temperatură formează o suprafață izotermică. Variația temperaturii se produce numai pe direcții ce intersectează suprafețele izotermice și este maximă pe direcția normalei la suprafața izotermică. În acest sens s-a definit *gradientul de temperatură*:

$$\text{grad}\ \theta = \frac{\partial\theta}{\partial n}\vec{n}\ [°\text{C/m}], \tag{6.119}$$

un vector avînd modulul egal cu variația maximă a termperaturii pe unitatea de lungime în punctul considerat, direcția-normală la suprafața izotermică ce trece prin punctul respectiv și sensul-identic cu sensul de creștere a temperaturii.

TABELUL 6.2

Coeficientul de convecție pentru diferite medii fluide

Fluid	$\alpha_K\left[\frac{\text{kcal}}{\text{m}^2\text{h grd}}\right]$	$\alpha_K\left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{ grd}}\right]$
Apă stătătoare	500	582
Apă în mișcare	$500 + 1\,800\sqrt{v}$	$582 + 2\,090\sqrt{v}$
Aer în repaus, gaze	2...8	2,3...9,3
Aer și gaze în mișcare	$2 + 10\sqrt{v}$	$2{,}3 + 11{,}6\sqrt{v}$

Pentru corpurile solide, Fourier a stabilit că energia transmisă sub formă de căldură prin conducție termică, în unitatea de timp, este proporțională cu gradientul de temperatură și cu aria secțiunii perpendiculare pe direcția de propagare a căldurii:

$$Q_c = -\lambda_\theta S \,|\text{grad}\ \theta|\ [\text{W}]. \qquad (6.120)$$

Semnul minus din expresia (6.120) indică faptul că transmisia căldurii se face în sens invers gradientului de temperatură, adică de la temperaturi mai mari către cele mai mici.

Coeficientul de proporționalitate λ_θ, denumit *conductivitate termică*, reprezintă cantitatea de căldură transmisă în unitatea de timp, prin unitatea de suprafață, pentru o cădere de temperatură de un grad pe unitatea de lungime.

$$\lambda_\theta = \frac{Q_c}{S\dfrac{\Delta\theta}{l}} \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^\circ\text{C}}\right]. \qquad (6.121)$$

Această mărime depinde de natura corpului, temperatura acestuia, densitatea de masă și umiditate. În tabelul 6.3 sînt date cîteva valori pentru materiale folosite mai mult la dispozitivele și aparatele electronice.

Pentru cazul particular al conducției termice printr-un tub conductor de lungime l și secțiune transversală S, ale cărui extremități au temperaturile θ_1 și θ_2, cantitatea de căldură transmisă în regim staționar este:

$$Q_c = \frac{\theta_1 - \theta_2}{\dfrac{l}{\lambda_\theta \cdot S}} = \frac{\theta_1 - \theta_2}{R_\theta} \qquad (6.122)$$

în care $R_\theta = \dfrac{l}{\lambda_\theta \cdot S}$ poartă denumirea de *rezistență termică* a tubului conductor considerat.

● Fenomenul de **radiație termică** reprezintă *procesul de propagare a energiei sub formă de unde electromagnetice*. Spre deosebire de convecție și conducție, radiația termică presupune un dublu proces de transformare a energiei: energia termică a unui corp se transformă în energie de radiație care se propagă prin unde electromagnetice; la întîlnirea acestora cu un alt corp, ele se transformă parțial în energie termică, și anume doar acelea care sînt absorbite de corp, denumite și raze calorice (luminoase și infraroșii, cu lungimea de undă cuprinsă între 0,4 μm și 400 μm).

Orice corp emite radiații, indiferent de temperatura lui, într-un spectru de lungime de undă continuu, între zero și infinit, iar intensitatea de radiație, notată cu I_θ și reprezentînd energia radiată de uni-

TABELUL 6.3

Valorile coeficientului de conductivitate termică pentru diferite materiale

Materialul	*Conductivitatea termică* $\lambda_\theta \left[\dfrac{\text{W}}{\text{m grd}}\right]$ (la temperatura ambiantă $\theta_a = 25°\text{C}$)
Cupru	380...397
Aluminiu	210...230
Aliaj de lipit	80...110
Siliciu	85
Germaniu	60
Aliaj In–Gr	25
Vaselină	0,19
Aer	0,025

tatea de suprafață în unitatea de timp, la o anumită lungime de undă, depinde de temperatura absolută a corpului și de lungimea de undă considerată. Dacă se consideră toate lungimile de undă posibile, aceeași cantitate de energie se definește ca *putere emisivă*, notată cu W_θ și măsurată în W/m^2.

Pentru corpul negru, capabil să absoarbă complet toate radiațiile ce cad asupra lui, care are o putere emisivă maximă față de celelalte corpuri la o anumită temperatură, legea lui Planck exprimă dependența intensității de radiație de lungimea de undă λ și de temperatura absolută (fig. 6.60):

$$I_{0_n} = \frac{C_1 \lambda^{-5}}{e^{\frac{C_2}{\lambda T}} - 1} \left[\frac{W}{m^3}\right], \tag{6.123}$$

în care C_1 și C_2 sînt mărimi constante.

Prin integrare în raport cu λ se obține legea lui Ștefan Boltzmann, care dă puterea emisivă a corpului negru E_{0_n}:

$$E_{0_n} = \int_0^\infty I_{0_n} \lambda \, d\lambda = c_n \left(\frac{T}{100}\right)^4 \left[\frac{W}{m^2}\right], \tag{6.124}$$

unde $c_n = 5{,}77\ W/m^2K^4$ reprezintă *coeficientul de radiație al corpului negru.*

Față de corpul negru, celelalte corpuri, denumite și **corpuri cenușii,** au o putere emisivă W_θ mai redusă, caracterizată de valoarea *coeficientului de emisie* ε_θ:

$$\varepsilon_\theta = \frac{W_\theta}{W_{\theta_n}}, \tag{6.125}$$

care depinde de natura corpului ce radiază și de temperatura sa și pentru care sînt date cîteva valori în tabelul 6.4. Puterea emisivă a unui corp cenușiu este deci:

$$W_\theta = \varepsilon_\theta W_{\theta_n} = \varepsilon_\theta c_n \left(\frac{T}{100}\right)^4 = c' \left(\frac{T}{100}\right)^4, \tag{6.126}$$

unde $c' = \varepsilon_\theta c_n$ este *coeficientul de radiație a corpului cenușiu.*

Raportul între energia absorbită W_{θ_a} de un corp și energia totală care ajunge la el W_θ (o parte a energiei incidente, este reflectată sau străbate corpul) poartă denumirea de *coeficient de absorbție*, A_θ:

$$A_\theta = \frac{W_{\theta_a}}{W_\theta}. \tag{6.127}$$

În regim de echilibru termodinamic, coeficientul de absorbție are aceeași valoare cu coeficientul de emisie:

$$\varepsilon_\theta = A_\theta. \tag{6.128}$$

Aceasta înseamnă că, la o anumită temperatură, un corp radiază

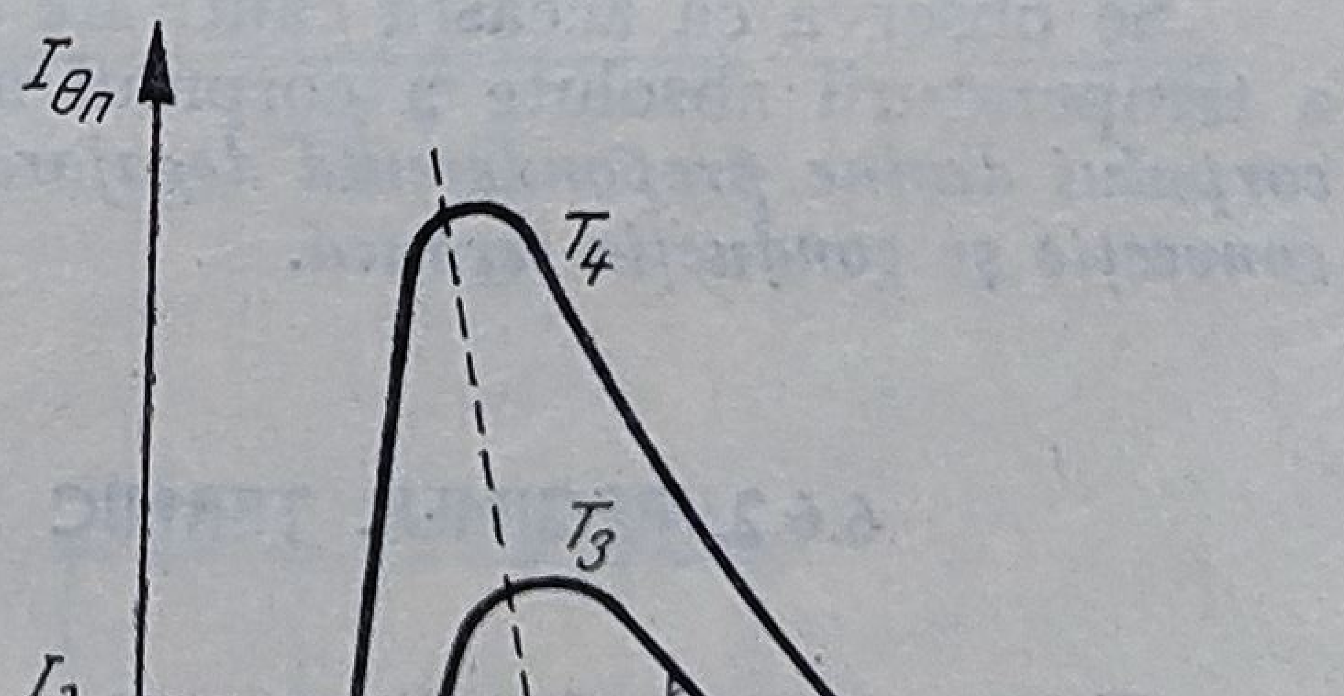


Fig. 6.60. Caracteristica spectrală a intensității de radiație a corpului negru, pentru diferite temperaturi T_i.

TABELUL 6.4

Valorile coeficientului de emisie pentru diferite materiale

Material	*Temperatura* θ (°C)	$\varepsilon_\theta = E_\theta / E_{\theta n}$
Alamă laminată	0...200	0,07
Alamă prelucrată	0...200	0,2
Aluminiu brut	0...200	0,07
Aluminiu şlefuit	220...570	0,04...0,057
Aluminiu eloxat	0...200	0,7...0,8
Cupru prelucrat	20	0,092
Cupru oxidat negru	0...200	0,785
Oţel laminat	0...200	0,75...0,81
Hîrtie	0...100	0,95
Vopsea de ulei	0...200	0,89...0,97
Lac alb	40...95	0,8...0,95
Lac negru lucios	25	0,875
Lac negru mat	40...95	0,96...0,98

cu atît mai multă energie cu cît absoarbe mai multă energie la aceeaşi temperatură, deci cu cît este mai „negru". Cantitatea de căldură schimbată prin radiaţie termică, în regim staţionar, între două suprafeţe plan-paralele S, în unitatea de timp, este:

$$Q_r = A_{\theta 12} S c_n \left[\left(\frac{T_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_2}{100}\right)^4\right] = c_{12} S \left[\left(\frac{T_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_2}{100}\right)^4\right] \quad (6.129)$$

în care:

$A_{\theta 12} = \dfrac{1}{\dfrac{1}{A_{\theta 1}} + \dfrac{1}{A_{\theta 2}} - 1}$ este *coeficientul reciproc de absorbţie între cei doi pereţi*;

$c_{12} = A_{\theta 12} c_n$;

T_1 şi T_2 sînt *temperaturile absolute ale celor două suprafeţe*.

Se observă că această cantitate de căldură depinde de puterea a patra a temperaturii absolute a corpului mai cald, deci *cu creşterea temperaturii corpului devine preponderentă degajarea căldurii prin radiaţie termică faţă de convecţie şi conducţie termică*.

6.6.2. REGIMUL TERMIC AL SEMICONDUCTORULUI

Transmiterea căldurii este un proces ireversibil deoarece are loc numai cînd există o diferenţă de temperatură şi se desfăşoară cu creşterea entropiei sistemului considerat. În general, transmiterea căldurii se face prin toate cele trei moduri amintite mai sus, dar funcţie de fiecare caz în parte poate fi preponderent unul sau altul dintre ele.

De exemplu, pentru cazul unui dispozitiv semiconductor activ puterea disipată sub formă de căldură în joncţiunile sale produce încălzirea acestor zone. Prin conducţie termică această căldură a fost transmisă spre exteriorul dispozitivului, aducînd suprafaţa sa exterioară la o anumită tempera-

tură, iar apoi prin convecție, radiație și conducție termică căldura se transmite mediului ambiant (aer) și corpurilor în contact fizic cu dispozitivul. În figura 6.61, *a*, este prezentat fluxul termic într-un tranzistor, iar în figura 6.61, *b* — un model geometric al modului de transmitere uniaxială a căldurii prin conducție termică. Pentru modelul schițat, în regim dinamic, regimul termic se caracterizează prin următoarea ecuație cu derivate parțiale [25]:

$$\rho c_\theta \frac{\partial \Delta I}{\partial t} = \lambda_\theta \frac{\partial^2 \Delta T}{\partial x^2}, \tag{6.130}$$

în care ρ este *densitatea de masă* [kg/m^3];
c_θ — *căldura specifică* [Ws/kg °C];
λ_θ — *conductivitatea termică* [W/m °C].

Dacă din punct de vedere electric se consideră tranzistorul ca o conectare de cuadripoli elementari cu parametri electrici distribuiți (fig. 6.61, *c*), în regim dinamic este satisfăcută următoarea ecuație diferențială:

$$r^* C^* \frac{\partial u}{\partial t} = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}, \tag{6.131}$$

unde:

r^* este rezistența electrică lineică [Ω/m];
C^* — capacitatea electrică lineică [F/m].

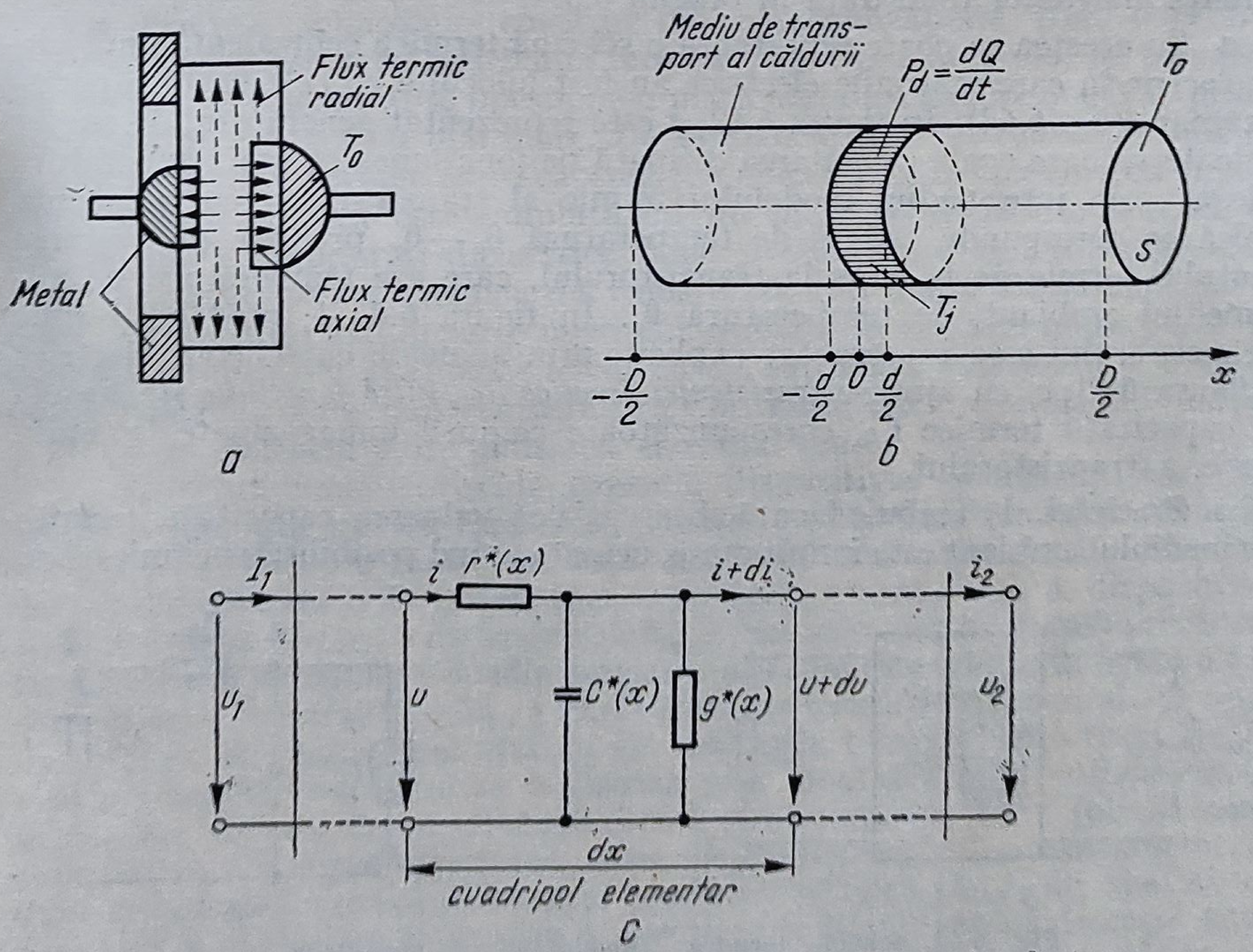


Fig. 6.61. Modelul evacuării căldurii dintr-un dispozitiv semiconductor.

TABELUL 6.5

Corespondența dintre mărimile termice și mărimile electrice

Mărimi termice	*Mărimi electrice*
Q: cantitate de căldură [Ws]	Q: sarcina electrică [As]
$\Phi = \frac{dQ}{dt}$ curent termic [W]	$I = \frac{dQ}{dt}$ curent electric [A]
$\Delta T = T_1 - T_0$ diferența de temperatură [grd]	$\Delta V = U$ diferență de potențial electric [V]
λ_θ conductivitate termică $\left[\frac{W}{mgrd}\right]$	λ conductivitate electrică $\left[\frac{1}{\Omega m}\right]$
C_θ capacitate termică $\left[\frac{Ws}{grd}\right]$	C capacitate electrică $\left[\frac{As}{V}\right]$
R_θ rezistență termică $\left[\frac{grd}{W}\right]$	R rezistența electrică [Ω]
$\frac{1}{\lambda_\theta S}\left[\frac{grd}{Wm}\right]$	r^* rezistența lineică $\left[\frac{\Omega}{m}\right]$
$\rho\, c_\theta\, S\left[\frac{Ws}{grdm}\right]$	C^* capacitate lineică $\left[\frac{As}{Vm}\right]$

Din compararea celor două ecuații diferențiale rezultă clar că *se poate face o analogie perfectă între fenomenul electric și termic din tranzistor*, corespondența mărimilor fiind dată în tabelul 6.5.

● Cu acestea se poate reprezenta o **schemă termică echivalentă** unui circuit electric în care mărimile electrice au fost înlocuite cu cele termice corespunzătoare (fig. 6.62). În figura 6.62, *a* este reprezentat generatorul de curent termic de valoare egală cu puterea disipată pe joncțiunea ce are temperatura θ_j, legat prin intermediul modelului termic al tranzistorului cu rezistența termică ce corespunde căderii de temperatură $\theta_c - \theta_a$ produse de trecerea curentului termic de la capsula tranzistorului, care are temperatura θ_c, către mediul ambiant, de temperatură θ_a. În figura 6.62, *b*, modelul termic al tranzistorului este reprezentat explicit, prin analogie cu schema electrică din figura 6.61, *c*, cu ajutorul *rezistenței termice $R_{\theta jc}$ între joncțiune și capsulă* și a capacității termice C_θ, corespunzătoare căldurii înmagazinate în masa proprie a tranzistorului.

○ **Precizări.** 1) Trebuie făcută observația că valoarea capacității termice $C_{\theta a}$ a mediului ambiant este infinit mare, aceasta avînd posibilități nelimitate de

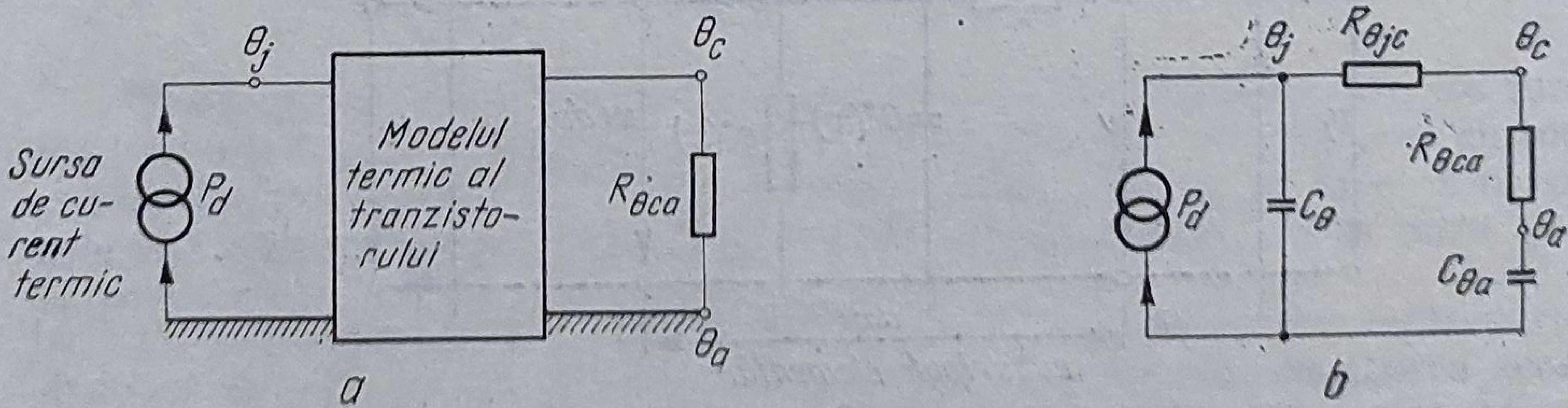


Fig. 6.62. Schema termică echivalentă corespunzătoare modelului din figura 6.61.

înmagazinare de căldură, astfel că în schema circuitului termic ea se poate omite la reprezentare (așa cum s-a procedat în figurile 6.62, *a* și 6.62, *b*).

2) De asemenea, se poate preciza că valabilitatea schemei termice reprezentate prin analogie cu cele electrice se păstrează pînă la temperaturi ale mediului ambiant ce nu depășesc valoarea de 100°C.

În regim staționar, cînd s-au stabilit temperaturile de echilibru termic, din schema echivalentă reprezentată în figura 6.62, *b* se poate scrie:

$$\theta_j = \theta_a + (R_{\theta jc} + R_{\theta ca})\, P_d. \tag{6.132}$$

De obicei, pentru tranzistoarele de putere se dau rezistențele termice $R_{\theta jc}$ și $R_{\theta ca}$ în cataloage, iar în cazul în care se dau doar curbele $P_{dmax} = F(\theta_a)$ se poate determina rezistența termică $R_{\theta jc}$ (fig. 6.54, *a*):

$$R_{\theta jc} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{P_{d_1}} \tag{6.133}$$

● Din relația scrisă pentru circuitul termic echivalent se poate determina **valoarea maximă a puterii disipate** astfel încît, în condiții date, să nu se depășească temperatura maximă admisibilă a joncțiunii:

$$P_{dmax} = \frac{\theta_{jmax} - \theta_a}{R_{\theta jc} + R_{\theta ca}}. \tag{6.134}$$

Se observă că această valoare este cu atît mai mare cu cît cele două rezistențe termice de la numitor sînt mai mici. Dacă puterea disipată este constantă, prin micșorarea celor două rezistențe termice se reduce temperatura joncțiunii, deci solicitarea termică a dispozitivului semiconductor.

● Printr-o tehnologie constructivă corespunzătoare (fig. 6.54, *b*) se poate obține **micșorarea rezistenței termice** $R_{\theta jc}$. Spre exemplu, la tranzistoarele de putere colectorul se lipește pe o placă metalică suport masivă, printr-o suprafață de contact cît mai mare. De asemenea, pentru transmisia eficientă a căldurii de la joncțiune către capsulă (de obicei aceasta face corp cu suportul colectorului), aceasta este umplută cu un material dielectric special care are, pe lîngă proprietăți dielectrice bune și stabilitate la temperaturi ridicate, o conductivitate termică de valoare cît mai mare. De la capsulă căldura se transmite mai departe mediului ambiant în cea mai mare parte prin radiație termică, cu atît mai eficient cu cît suprafața exterioară a dispozitivului este mai mare, are temperatură mai mare decît a mediului ambiant și cu cît coeficientul ei de emisie ε_θ este mai mare.

Pentru un anumit tip de capsulă, dispozitivul semiconductor poate disipa o anumită putere fără a se depăși temperatura maximă admisibilă pentru joncțiune. De multe ori însă, necesitățile funcționale ale circuitului impun dezvoltarea unei puteri mai mari decît cea maximă a dispozitivului și, în acest caz, pentru a nu se depăși θ_{jmax}, este necesară **micșorarea rezistenței termice totale joncțiune — mediu ambiant.** Așa cum este schițat în figura 6.63, *c*, prin punerea în paralel cu $R_{\theta ca}$ a unei rezistențe termice suplimentare se obține un efect cu atît mai pronunțat cu cît rezistența termică respectivă este mai mică. Practic, acest lucru se realizează prin montarea unui *radiator metalic* în contact cît mai intim cu dispozitivul semiconductor activ (placă suport, capsulă) și *pe o suprafață cît mai mare*. De la dispozitivul semiconductor căldura se transmite radiatorului prin conducție termică ($R_{\theta cr}$), iar apoi ea este degajată în mediul ambiant prin convecție și radiație termică de către suprafața mult mărită a radiatorului ($R_{\theta r}$). Pentru ca rezistența termică de con-

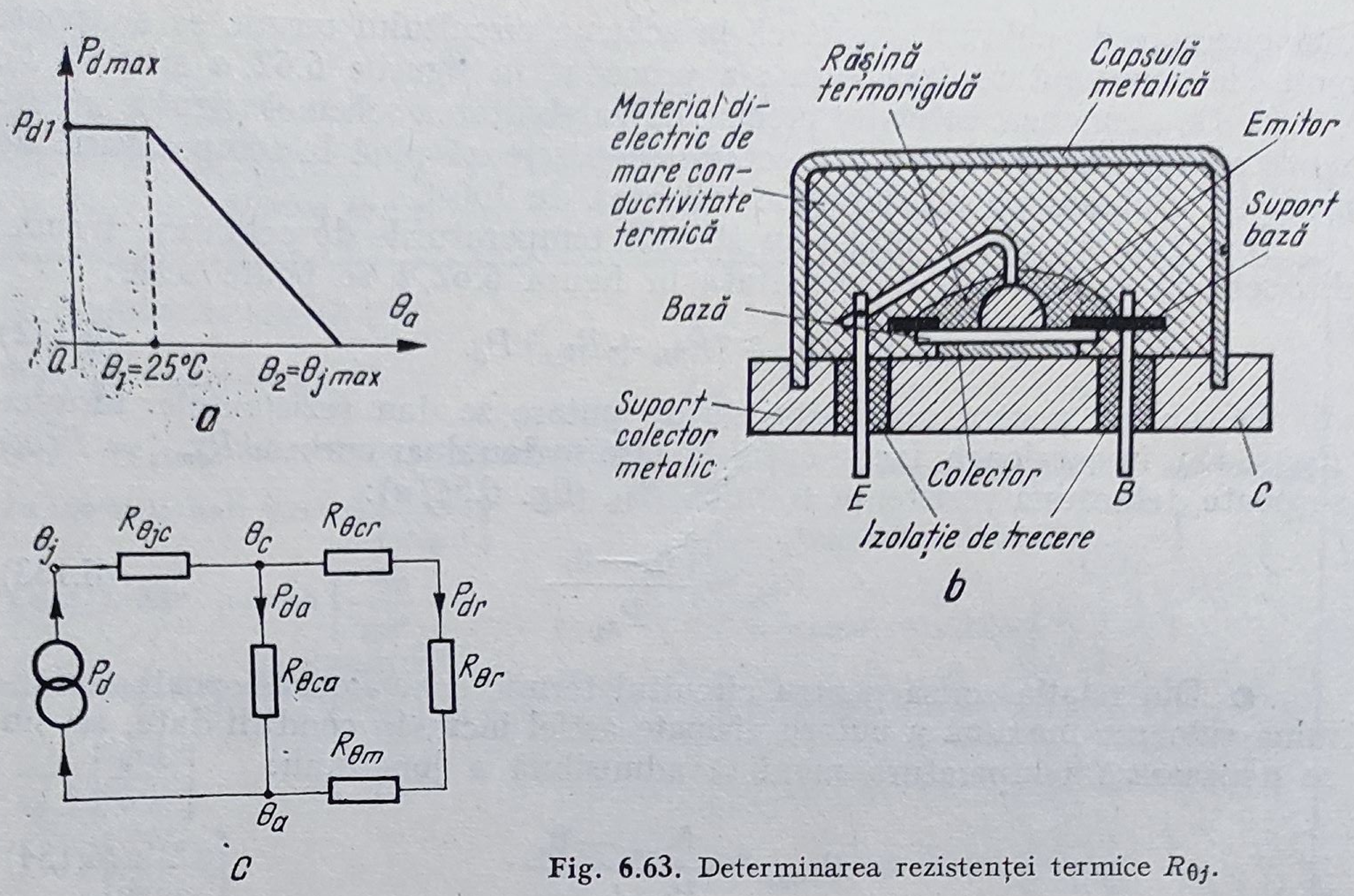


Fig. 6.63. Determinarea rezistenței termice $R_{\theta j}$.

tact dintre dispozitiv și radiator $R_{\theta cr}$ să fie cît mai mică, se poate unge suprafața de contact cu rășină siliconică sau se poate introduce o folie subțire, metalică, moale, avînd bune proprietăți de conducție termică, acțiuni care îmbunătățesc contactul dintre suprafața dispozitivului și cea a conductorului.

Atunci cînd radiatorul trebuie izolat electric față de capsulă (colector), se interpune o folie de material dielectric cu mare stabilitate termică (de obicei din mică, $R_{\theta m}$). Pentru dispozitivele active de putere, montarea pe radiator se face prin șuruburi de strîngere și fixare fermă, acest lucru concurînd la micșorarea lui $R_{\theta cr}$.

Notînd cu $R'_{\theta r}$ rezistența termică a radiatorului:

$$R'_{\theta r} = R_{\theta r} + R_{\theta m} + R_{\theta cr},$$

rezistența termică totală a dispozitivului semiconductor va fi:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + \frac{R_{\theta ca} \cdot R'_{\theta r}}{R_{\theta ca} + R'_{\theta r}}. \tag{6.135}$$

La o putere disipată P_d mai mare decît cea pe care o poate disipa dispozitivul fără radiator, rezultă rezistența termică totală necesară:

$$R_{\theta ja} = \frac{\theta_{j max} - \theta_a}{P_d}, \tag{6.136}$$

din care rezultă $R'_{\theta r}$ și apoi $R_{\theta r}$, în funcție de care se calculează suprafața necesară a radiatorului. În cazul în care această suprafață rezultă prea mare, se impune folosirea unei răciri forțate, de obicei cu aer antrenat de un ventilator.

Pe lîngă mărirea suprafeţei radiatorului, micşorarea rezistenţei lui termice R_{θ_r} se poate face şi prin *confecţionarea lui din materiale cu conductivitate termică de valori cît mai mari*. Astfel, cel mai utilizat este aluminiul şi aliajele de aluminiu, care oferă faţă de cupru tehnologii de prelucrare mai simple şi greutate mai mică, avantaje care compensează pe deplin conductivitatea ceva mai redusă decît a cuprului.

● În figura 6.64 sînt reprezentate cîteva **tipuri de radiatoare din aliaj de aluminiu** fabricate la IPRS-Băneasa pentru dispozitive semiconductoare

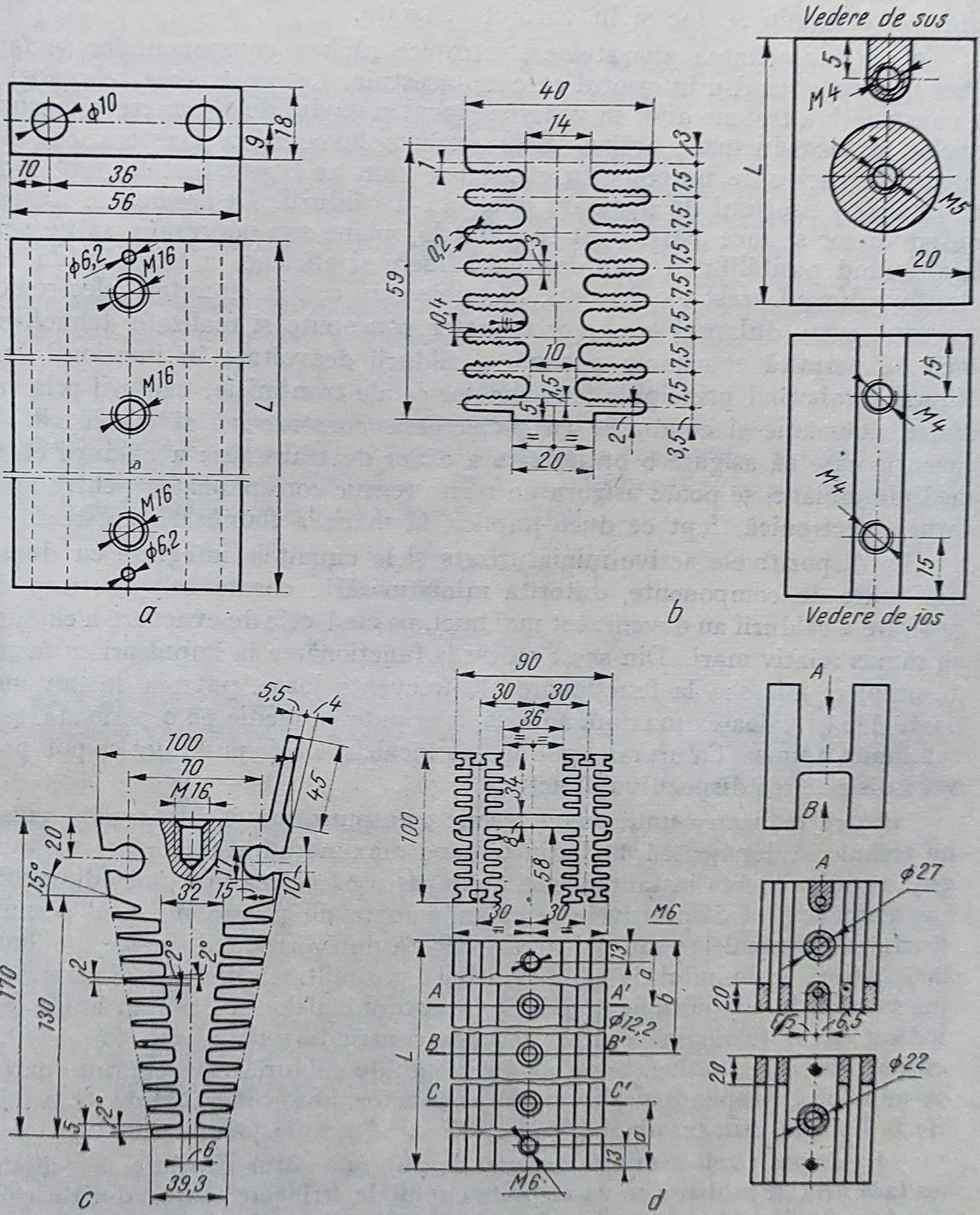


Fig. 6.64. Tipuri reprezentative de radiatoare pentru dispozitive semiconductoare active de putere.

active de putere. Pentru cele de mică putere, radiatoarele se pot confecționa din folii sau plăci metalice, sub forma unor sisteme geometrice cu aripioare pentru mărirea suprafeței de degajare a căldurii prin radiație și convecție termică, din cupru, aluminiu, alamă etc. Pentru îmbunătățirea proprietăților emisive ale suprafeței, aceasta se poate trata chimic sau electrochimic, operație în urma căreia suprafața se acoperă cu un strat de oxizi și săruri ale acizilor folosiți, strat caracterizat prin coeficienți de emisie ε_0 de valori mai mari. Astfel, pentru aluminiu brut coeficientul de emisie este 0,07 și crește prin eloxare la 0,7, adică de 10 ori, motiv pentru care radiatoarele de aliaj de aluminiu se fac și în varianta eloxate.

● În majoritatea aparatelor electronice răcirea componentelor se face liber în atmosfera din interiorul carcasei acestuia. La proiectarea tehnologică și constructivă trebuie avut în vedere și **locul și modul de dispunere a dispozitivelor semiconductoare active.** Este exclusă învecinarea acestora cu elemente disipative de putere prin excelență, cum ar fi rezistoarele, fapt care ar înrăutăți procesul de degajare eficientă a căldurii. De asemenea, fixarea radiatoarelor se face astfel încît suprafețele, plane sau nervurate, să fie verticale, dînd posibilitatea unei deplasări libere și eficiente a fluidului de răcire de-a lungul acestora. În plus, incintele care conțin circuitele electronice (carcase, cutii, dulapuri etc.) vor fi astfel concepute și realizate tehnologic încît să permită evacuarea optimă a căldurii dezvoltate în interiorul lor. Numai coroborînd principiile fenomenologice ale transmisiei căldurii prin radiație, convecție și conducție cu proiectarea constructivă și tehnologia de execuție care să asigure o optimizare a căilor de transmisie a căldurii către mediul ambiant, se poate asigura un regim termic corespunzător pentru aparatura electronică, fapt ce duce implicit la mărirea fiabilității acesteia.

La dispozitivele active miniaturizate și la circuitele integrate cu densitate mare de componente, datorită miniaturizării, constantele de timp de generare a căldurii au devenit tot mai mici, pe cînd cele de evacuare a căldurii au rămas relativ mari. Din acest motiv la funcționarea în impulsuri cu factor de umplere mic sau la funcționarea la frecvențe joase, puterea instantanee poate depăși valoarea maximă admisă, deși puterea medie pe o perioadă este sub limita admisă. Ca urmare, pot apărea încălziri locale puternice ce pot provoca distrugerea dispozitivului activ.

Pentru realizarea unui regim termic corespunzător, încărcarea în putere nu trebuie să depășească 80% din puterea maximă admisibilă și se va avea grijă ca nici puterea instantanee să nu depășească pe cea maximă admisibilă. De asemenea, la dispozitivele semiconductoare de putere nu este permisă scurtarea terminalelor sub valoarea indicată de fabricant deoarece, pe lîngă înrăutățirea schimbului de căldură, există posibilitatea distrugerii termice a joncțiunilor în timpul operației de lipire a terminalelor. În timpul lipirii este indicat să se folosească șunturi termice pentru terminale, sub forma unor corpuri metalice masive, bune conducătoare de căldură, care cuprind partea terminalului dinspre dispozitivul semiconductor, absorbind căldura transmisă de la lipitură prin terminal și protejînd astfel termic joncțiunile.

La dispozitivele semiconductoare de putere a căror prindere pe radiator se face prin înșurubare, se va respecta cuplul de strîngere indicat de fabricant, cuplu ce asigură și un contact termic corespunzător și păstrarea integrității capsulei (strîngerea se face cu chei dinamometrice).

Probleme

6.1. Explicați de ce la o aceeași temperatură de echilibru concentrația intrinsecă de purtători mobili de sarcină la Ge este cu aproximativ trei ordine de mărime mai mare decît la Si.

6.2. În ce mod este afectată rezistivitatea metalelor la temperaturi scăzute de tehnologia de purificare a acestora?

6.3. Cum se modifică structura benzilor energetice dintr-un semiconductor intrinsec impurificat controlat prin creșterea epitaxială a monocristalului?

6.4. Explicați mecanismul prin care scade conductivitatea electrică a unui monocristal de Si crescut din fază de vapori datorită defectelor structurale conținute de acesta.

6.5. Prin tehnica de creștere a monocristalului de Ge în creuzet (metoda Czochralsky) se obține un monocristal dopat uniform cu bor și arseniu de concentrații egale $N_B = N_{AP} = 10^{16}$ cm^{-3}. Să se determine concentrația de goluri și electroni de conducție din cristal aflat la temperatura de 250 K de echilibru termodinamic.

6.6. Se consideră un cristal semiconductor de Ga As crescut prin tehnica epitaxială din soluție de Ga As + Ga topită, în care prin iradiere se generează local o concentrație de purtători mobili de sarcină în exces $\Delta n = 10^7$ cm^{-3}; să se calculeze viteza de recombinare a acestor purtători după încetarea iradierii, știind că timpul de viață al purtătorilor în exces este $\tau = 100$ ns.

6.7. Se consideră o bară cu lungimea $l = 3$ cm de Ga P cu structură omogenă, la capetele căreia se aplică o tensiune electrică de 10 V; să se calculeze viteza medie a golurilor și a electronilor de conducție la temperatura ambiantă, cunoscînd coeficienții de difuzie ai acestora:

$$D_n = 7{,}8 \cdot 10^{-4} \text{m}^2\text{s}^{-1}; \quad D_p = 2{,}6 \cdot 10^{-4} \text{m}^2\text{s}^{-1}.$$

6.8. Să se calculeze conductivitatea electrică a unui cristal de Ge intrinsec aflat la temperatura $T_1 = 400$ K, cunoscînd concentrația de goluri la temperatura $T_1 = 400$ K, $n_i = 10^{13}$cm^{-3}, mobilitățile purtătorilor la $T_{amb} = 300$ K, $\mu_n = 1\,350$ cm^{2}V^{-1}s^{-1} și $\mu_p = 480$ cm^{2}V^{-1}s^{-1}, precum și coeficienții de temperatură ai acestor mobilități:

$$\alpha_n = \frac{1}{\mu_n} \cdot \frac{\mathrm{d}\mu_n}{\mathrm{d}T} = -0{,}86\%\ \text{K}^{-1};$$

$$\alpha_p = \frac{1}{\mu_p} \cdot \frac{\mathrm{d}\mu_p}{\mathrm{d}T} = -0{,}9\%\ \text{K}^{-1}.$$

6.9. Prin metoda de difuzie se impurifică cu bor o plachetă de Si intrinsec, astfel încît concentrația impurităților variază cu adîncimea x față de suprafața plachetei după o lege gaussiană: $N(x) = \frac{N_0}{\sqrt{\pi D t}} \exp\left\langle -\frac{x^2}{4\,Dt}\right\rangle$ cu $N_0 \gg n_i$, t fiind durata difuziei. Să se determine variația cîmpului electric intern cu adîncimea x.

7

TEHNOLOGIA SUBANSAMBLURILOR

7.1. GENERALITĂȚI

Structura complexă a echipamentelor electronice necesită, în vederea fabricației, o analiză detaliată pentru a putea evidenția elementele constituente din dorința asigurării atît a unor performanțe tehnice ridicate, cît și a unei înalte eficiențe economice.

Analizarea în profunzime a întregii structuri permite, în cadrul activității de cercetare și dezvoltare aferente etapelor de asimilare a produselor, identificarea de soluții tehnice cu implicații majore asupra competitivității produsului.

În acest sens, problemele legate de *standardizarea* și *tipizarea subansamblurilor* joacă un rol de prim ordin și, de aceea, toate activitățile legate de punerea în fabricație a unui echipament electronic trebuie să fie subordonate acestui concept.

Restrîngerea numărului de tipodimensiuni din nomenclatorul unei întreprinderi electronice sau al unor grupe de întreprinderi *conduce la scăderea costurilor de fabricație*, la *creșterea productivității muncii*, la *posibilitatea întrebuințării unor tehnologii de mare randament*.

În același timp, o fabricație economică impune *divizarea ansamblurilor* în elemente mai mici, care se pot produce și verifica individual, adică *în subansambluri*. *Subansamblurile* sînt conținute într-un *cadru* sau *sertar* și sînt *conectate între ele* prin intermediul unor *elemente de legătură*. Acestea contribuie la obținerea funcțiunii ansamblului și pot fi realizate prin *conductoare discrete* sau *cablaje imprimate*.

Forma preponderentă de subansamblu în domeniul electronicii este *unitatea interschimbabilă*. Ea constă dintr-o plăcuță cu cablaj imprimat, servind ca suport pentru componentele electronice ale subansamblului. *Cablajul imprimat* poate fi pe o *față*, pe *ambele* sau *multistrat*. Cablajul imprimat realizează atît conectarea componentelor subansamblului între ele, cît și conectarea acestora la elementul de conectare al subansamblului (la conector). În ideea celor prezentate se poate întocmi o structură ierarhică a unui echipament sau sistem electronic (fig. 7.1).

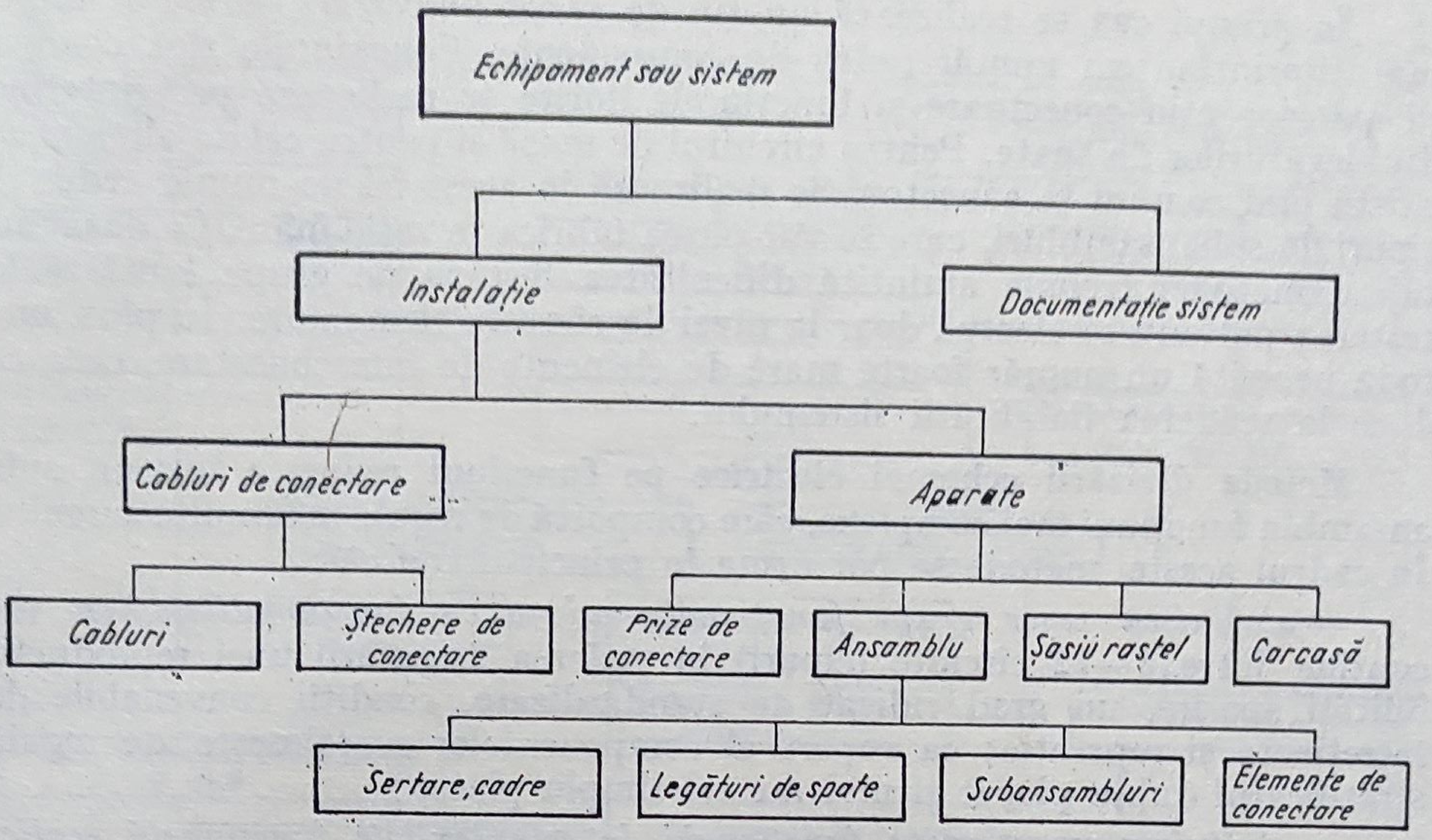


Fig. 7.1. Structura ierarhică a unui echipament electronic.

Echipamentele electronice moderne sînt constituite preponderent cu circuite integrate. Cele mai importante motive ce pledează pentru folosirea circuitelor integrate sînt: *fiabilitate ridicată, costuri reduse, greutate redusă, volum redus*.

Întrebuinţarea circuitelor integrate obligă la găsirea unor soluţii constructive şi tehnologice care să conducă la folosirea într-o măsură cît mai mare a avantajelor microelectronicii. Din acest punct de vedere o soluţie ar fi realizarea tuturor funcţiunilor cu ajutorul unei singure unităţi pe care să fie plasate toate circuitele active şi pasive, interconectate prin intermediul unor legături nedemontabile. O asemenea soluţie nu este încă pe deplin realizabilă tehnic, iar economic nu se justifică. De aceea este necesară alcătuirea unor unităţi de dimensiuni mai mici, urmărindu-se realizarea unor condiţii cît mai avantajoase de verificare, întreţinere, reparare şi standardizare a subansamblurilor în interesul unei fabricaţii automatizate.

○ **Notă.** Cerinţe de fiabilitate şi gabarit impun uneori o subîmpărţire a funcţiunii respectiv o subîmpărţire constructiv-tehnologică.

● La **stabilirea dimensiunilor unui subansamblu** este necesar să se ţină seama de următorii factori de influenţă:

— dimensiunea disponibilă a suportului componentelor, stabilită după criterii constructive, tehnologice şi funcţionale;

— numărul de componente necesare realizării unei funcţiuni a circuitului, respectiv a unei părţi a acesteia;

— numărul de puncte de conectare pentru intrări şi ieşiri de pe subansamblu, precum şi numărul punctelor necesare verificărilor;

— fiabilitate, verificabilitate, reparabilitate, economicitate;

— densitatea de legături pe suportul componentelor;

— puterea disipată pe fiecare unitate de volum.

● **Divizarea schemei electrice** se poate face fie *pe circuite electrice*, fie *pe funcţiuni* [46].

În primul caz se realizează un tip de *placă universală*, cablajul imprimat cuprinzînd un număr redus de componente. Conexiunile sînt conduse în exterior prin conectoare și funcțiunile dorite se realizează prin intermediul legăturilor de spate. Pentru circuitul de masă și pentru cel de alimentare există pini comuni la conector. Se realizează în acest fel un număr redus de tipuri de subansambluri, care se vor putea fabrica în serie mare. Ca dezavantaj al metodei trebuie amintită dificultatea testării pe grupe funcționale, testarea putîndu-se efectua doar la nivel de circuite elementare. În plus, metoda necesită un număr foarte mare de elemente de interconectare, ceea ce duce la scăderea fiabilității sistemului.

Metoda divizării schemei electrice pe funcțiuni reunește într-un subansamblu funcțiuni mai complexe, care comportă de regulă mai multe circuite. În cadrul acestei metode se pot urma în principal trei căi:

— *alcătuirea unor grupe funcționale reduse ca funcționalitate*, ce vor conține între 8—12 circuite (cipuri) în vederea asigurării unei reproductibilități sporite, un grad ridicat de standardizare, condiții convenabile de întreținere și reparație; ca suport al componentelor se folosește de regulă stratificatul dublu placat și mai rar cel simplu placat;

— *alcătuirea unor grupe funcționale de complexitate funcțională medie*, ce vor conține între 30—50 circuite în vederea asigurării reproductibilității subansamblului, în condițiile creșterii fiabilității și a densității de echipare; cablarea între circuite se face prin intermediul stratificatului dublu placat sau multistrat;

— *alcătuirea unor grupe funcționale cu un grad ridicat de funcționalitate* în vederea obținerii unei fiabilități ridicate prin folosirea unui număr redus de conectoare; suportul componentelor este cablajul imprimat multistrat.

Odată cu apariția microprocesoarelor, în proiectarea echipamentelor au intervenit noi căi de realizare a sistemelor electronice de prelucrare digitală a informației, trecîndu-se de la *logica cablată* la **logica programată**.

Pe lîngă multiplele avantaje de proiectare electrică pe care le are *logica programată (flexibilitate ridicată, fiabilitate ridicată)*, aceasta oferă *posibilitatea unei standardizări constructive avansate* a subansamblurilor. În acest sens, vor exista subansambluri structural identice, dar care se deosebesc funcțional între ele prin programele diferite care au fost implementate în memoriile circuitelor. Testarea unor astfel de sisteme se poate efectua cu ajutorul unor programe de autotestare, ce pot fi rulate chiar pe microcalculatorul înglobat în sistem.

o **Observație.** Din considerente economice, este necesar ca soluțiile adoptate în etapele de cercetare, proiectare, inginerie tehnologică, fabricație, întreținere și utilizare a echipamentelor electronice să fie optimale în sens integrat, adică ținînd seama de implicațiile acestora în toate etapele menționate, care constituie un lanț tehnologic unitar. Nu-și are rostul ca, pe o etapă anume, să se implementeze o tehnologie economicoasă dacă, din cauza acesteia, pot să apară dezavantaje în alte etape; de exemplu, se poate simplifica considerabil proiectarea și realizarea cablajelor imprimate dacă se renunță la punctele suplimentare de măsurare, care permit o conectare simplă a unui adaptor de măsurare. Economia obținută este nesemnificativă comparativ cu dificultățile (deci costuri suplimentare) pe care le cauzează lipsa unor posibilități simple de verificare și întreținere.

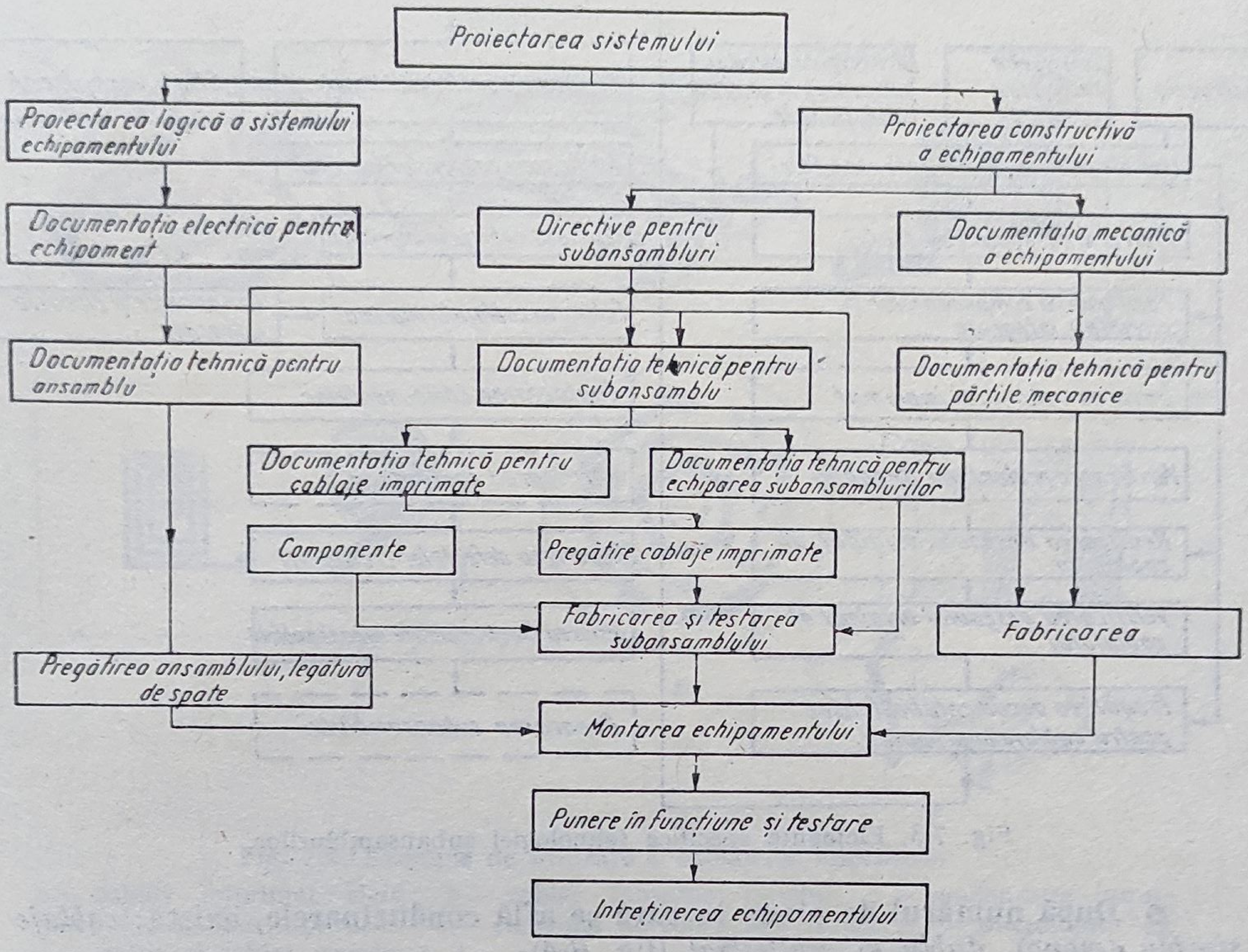


Fig. 7.2. Etapele principale ale unui lanț tehnologic.

Dezvoltarea, fabricația, întreținerea și utilizarea unui echipament trebuie tratate ca o unitate și în acest sens se vorbește despre un *lanț tehnologic*. Prin aceasta se consideră totalitatea pașilor individuali care pornesc de la cercetare și conduc apoi prin construcția echipamentului, pregătirea documentației tehnice și a mijloacelor de fabricație (SDV-urilor), fabricația, testarea, repararea subansamblurilor, montarea echipamentelor, punerea lor în stare de funcționare, în final, la testarea întregului echipament. În figura 7.2 se indică principalele etape ale lanțului tehnologic corespunzător realizării unui echipament electronic, iar în figura 7.3 se prezintă în detaliu elementele componente ale segmentului de lanț tehnologic specifice tehnologiei subansamblurilor.

În cele ce urmează se vor face referiri la două probleme esențiale ale tehnologiei și construcției subansamblurilor electronice, adică la *tehnologia de realizare a cablajelor imprimate* și respectiv *tehnologia echipării acestora.*

7.2. TEHNOLOGIA CABLAJELOR IMPRIMATE

În principiu, un cablaj imprimat cuprinde un sistem de conductoare plate, așezate în 1, 2 sau mai multe plane paralele, fixate (lipite) pe un suport izolant rigid sau flexibil, formînd un ansamblu.

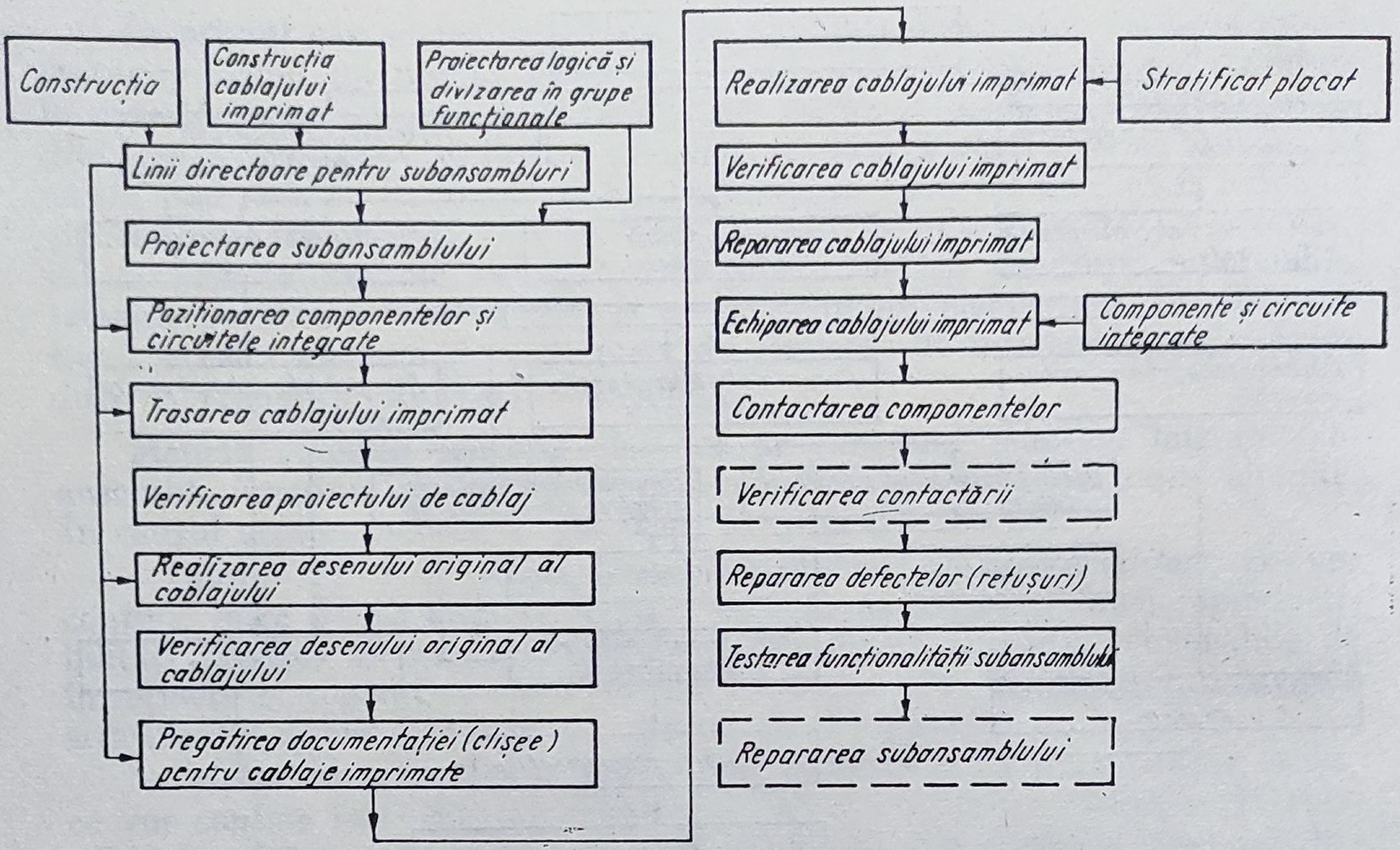


Fig. 7.3. Elemente specifice tehnologiei subansamblurilor.

● **După numărul de plane în care se află conductoarele,** există: *cablaje simplu* (*mono*), *dublu* și *multistrat* (fig. 7.4).

● **După însușirile mecanice ale suportului,** se întîlnesc *cablaje pe suport rigid* și *cablaje pe suport flexibil;* la ambele tipuri suportul este acela care preia toate solicitările mecanice.

● **După modalitatea de realizare a contactelor între conductoarele din plane diferite** se întîlnesc: *cablaje cu găuri nemetalizate*, la care contactul se asigură prin intermediul unor conductoare masive; *cablaje cu găuri metalizate; cablaje cu contacte obținute prin creșterea straturilor metalice.*

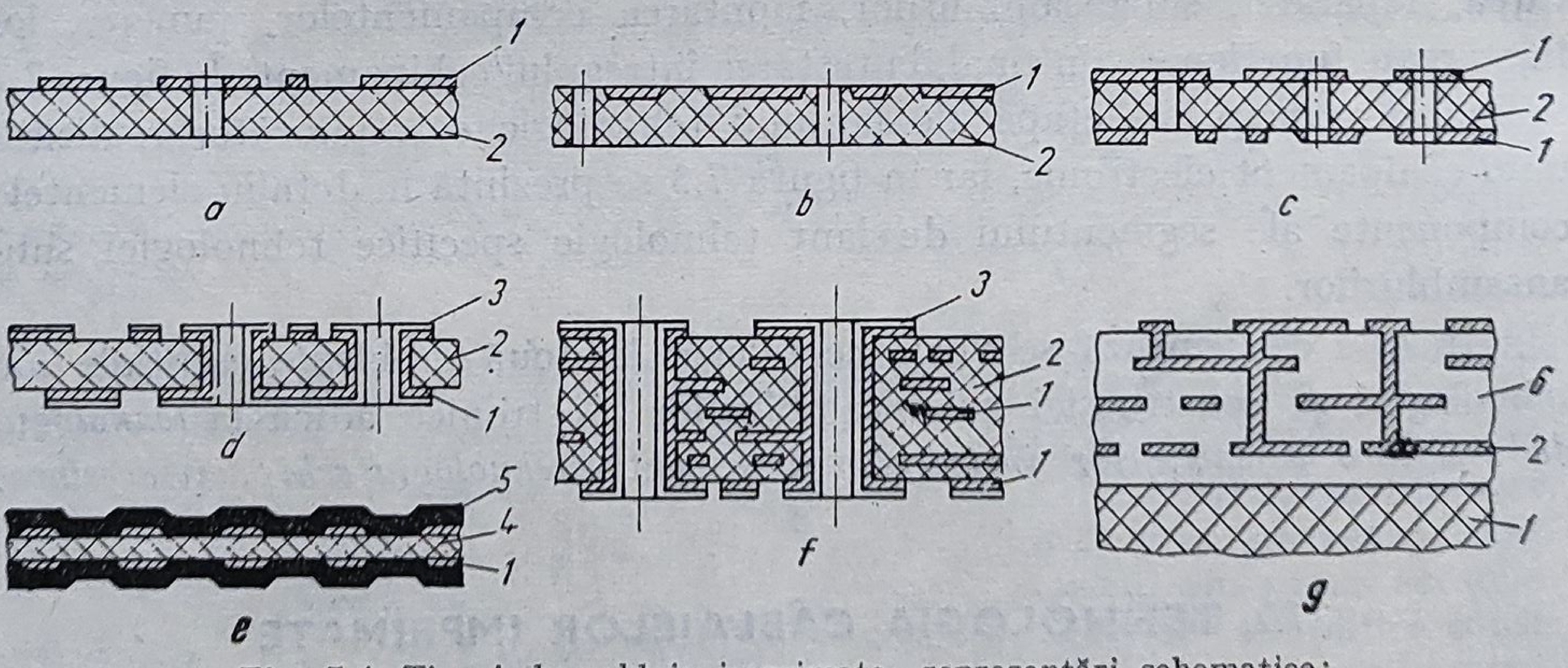


Fig. 7.4. Tipuri de cablaje imprimate — reprezentări schematice:
a — monostrat; *b* — monostrat cu conductoare îngropate; *c* — dublu strat cu găuri nemetalizate; *d* — dublu strat cu găuri metalizate; *e* — cablaj flexibil dublu strat; *f* — cablaj multistrat cu legături între straturi prin metalizarea găurilor; *g* — cablaj multistrat obținut prin tehnologia straturilor groase. *1* — conductor imprimat; *2* — suport izolant rigid; *3* — metalizare; *4* — suport izolant flexibil; *5* — peliculă flexibilă de protecție; *6* — izolant.

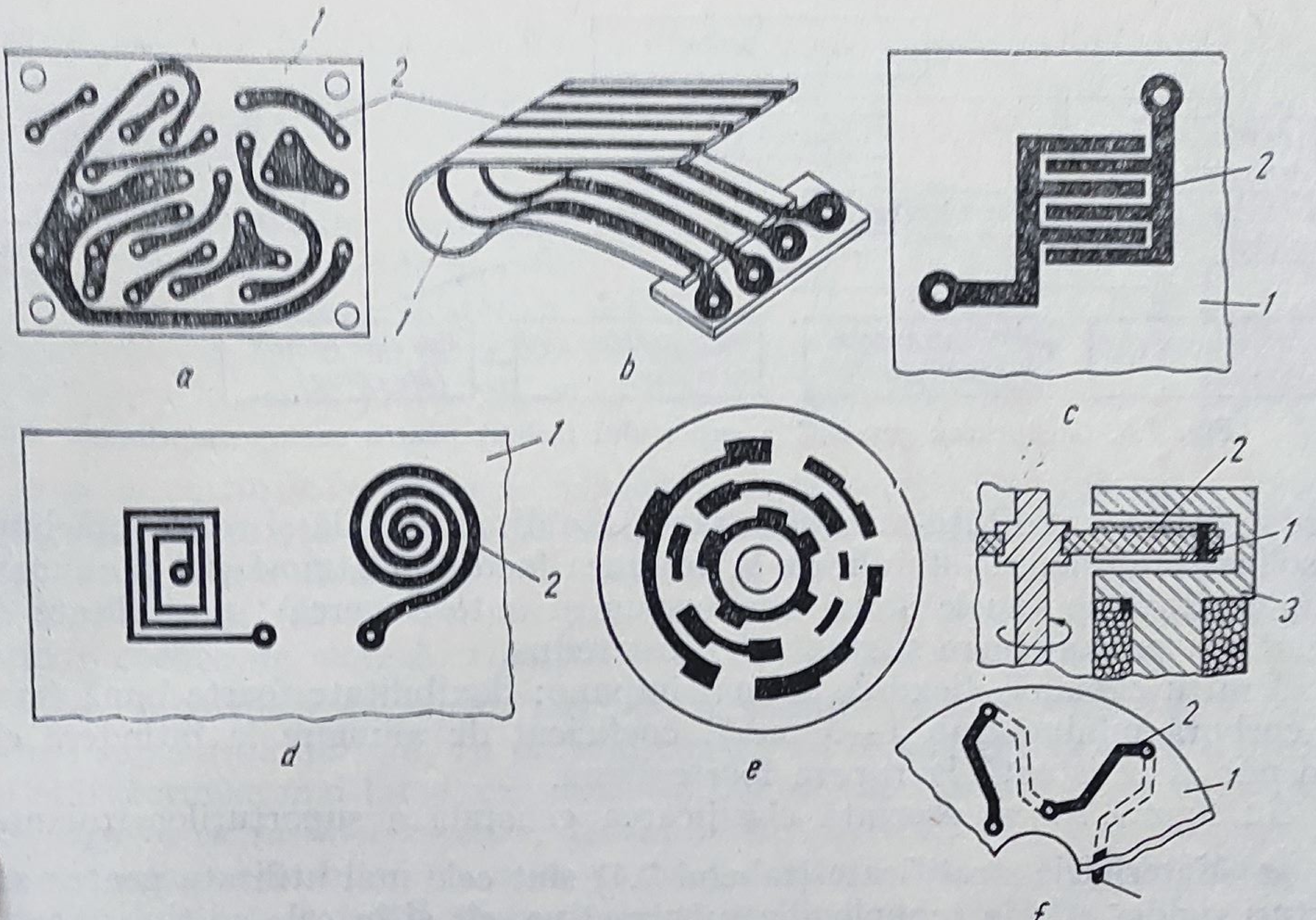


Fig. 7.5. Exemple de utilizare a cablajelor imprimate:

a — cablaj imprimat rigid; *b* — cablaj imprimat flexibil; *c* — condensator imprimat; *d* — bobine imprimate; *e* — elemente de comutator rotativ; *f* — micromotor cu rotor pe cablaj imprimat. *1* — suport; *2* — conductor imprimat; *3* — stator.

● **După tehnologia de fabricație** există o mare varietate de cablaje imprimate, dar *tehnologiile* pot fi grupate în trei categorii:

— *tehnologii substractive*, în care se pleacă de la un semifabricat (suport placat cu folie metalică); conductoarele se obțin prin îndepărtarea metalului în porțiunile ce trebuie să fie izolatoare;

— *tehnologii aditive*, în care se pleacă de la un suport izolator neacoperit; conductoarele se formează și se fixează pe suport în forma definitivă;

— *tehnologii de sinteză*, în care și conductoarele și izolantul se realizează în aceeași etapă.

● **Din punct de vedere funcțional,** prin tehnologia cablajelor imprimate se pot realiza (fig. 7.5): *conductoare imprimate*, pentru conectarea diverselor componente fixe sau mobile; *componente imprimate de circuit* ca: rezistoare, condensatoare, bobine, linii cu constante distribuite, elemente pentru microunde etc.; *subansambluri pentru comutatoare mecanice*, cu comutări complicate; *părți componente pentru mașini electrice* (servomotoare, mașini speciale etc.).

7.2.1. MATERIALE DE BAZĂ ȘI SEMIFABRICATE PENTRU CABLAJE IMPRIMATE

7.2.1.1. MATERIALE PENTRU SUPORTURI IZOLANTE

Suporturile izolante trebuie să îndeplinească o serie de cerințe generale ca: proprietăți electrice (rezistivitate, rigiditate dielectrică, ε_r, tg δ etc.) bune și stabile în timp; rezistență la temperaturile de lucru și de lipire; absorbție

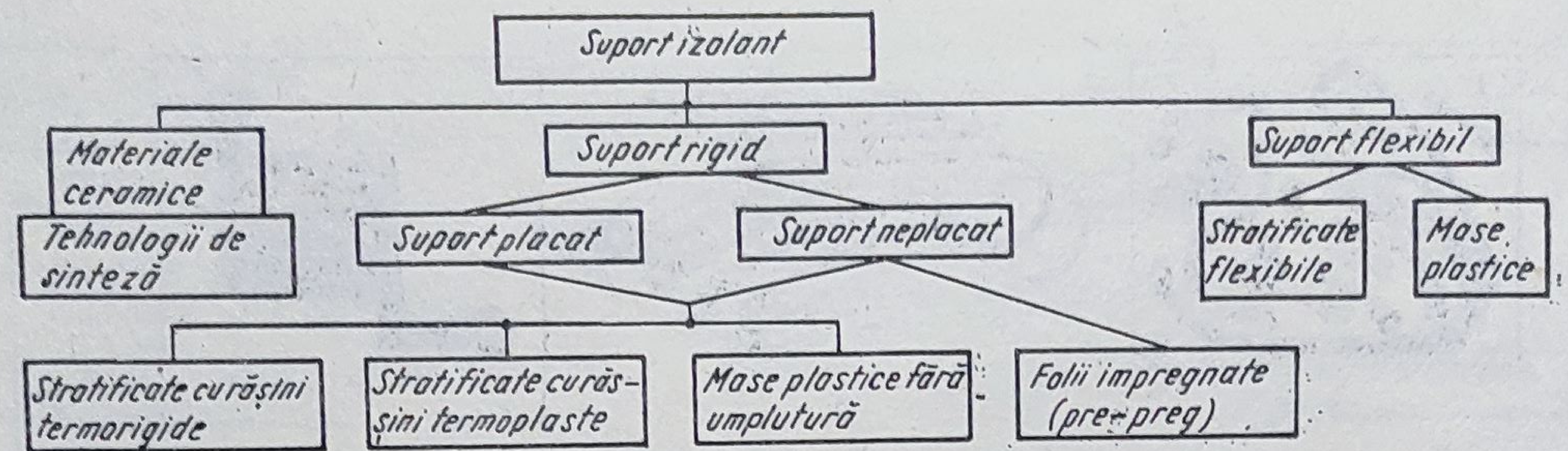


Fig. 7.6. Clasificarea generală a suportului izolant pentru cablaje imprimate.

și adsorbție a umidității-minime; stabilitate dimensională și rezistență bună la solicitări mecanice; stabilitate la acțiunea factorilor atmosferici și chimici; neinflamabilitate (unele standarde impun și autostingerea); posibilitate de prelucrare prin așchiere și stanțare; cost redus.

Pentru cablajele flexibile se mai impune: flexibilitate foarte bună (rază de curbură minimă sub 1—3 mm); coeficient de alungire la întindere cît mai mic și rezistență la rupere foarte bună.

În figura 7.6 se prezintă clasificarea generală a suporturilor izolante.

● **Materialele stratificate** (tabelul 7.1) sînt cele mai utilizate pentru suporturi rigide, atît în tehnologiile substractive, cît și în cele aditive. Aceste materiale se fabrică din straturi de hîrtie, țesătură textilă sau fibră de sticlă, impregnate cu lianți (rășini) și tratate termic la presiune ridicată, pentru polimerizarea rășinii. La semifabricatele placate (acoperite cu folie metalică), se execută în prealabil acoperirea cu folie de cupru pe o față sau pe ambele.

TABELUL 7.1

Principalele materiale stratificate

Material de bază	*Liant (rășină)*	*Caracteristici*	*Observații*
Hîrtie	rășini fenolice	material standard pentru solicitări obișnuite; aplicații foarte diverse	pertinax foarte utilizat
Hîrtie	rășini epoxidice	proprietăți electrice, mecanice și termice mai bune ca ale precedentului	puțin utilizat
Fibre de sticlă	rășini epoxidice	material standard pentru aparatură de calitate superioară; prelucrare mai dificilă	steclotextolit (sticlostratitex)
Fibre de sticlă	rășini melaminice	proprietăți mecanice foarte bune, mai ales la frecare; se folosește pentru comutatoare	
Fibre de sticlă	rășini siliconice	comportare foarte bună la frecvențe joase și înalte	
Fibre de sticlă	tetrafluoretilenă (teflon)	proprietăți electrice și termice foarte bune; proprietăți mecanice slabe	foarte scump
Fibre de sticlă	rășini poliesterice	proprietăți între pertinax și steclotextolit	ieftin, puțin utilizat

Stratificatele se livrează sub formă de plăci cu dimensiuni pînă la 2 000 × × 2 000 mm. Grosimile uzuale sînt: 0,65; 0,80 (0,90) și 1,0 (1,1); (1,1); 1,2; 1,6 (1,5); 2,0; 2,4(2,6); 3,0(3,2) mm, cu abateri între ±0,1 și ±0,2 mm; mai rar se fabrică și suporturi cu alte grosimi.

● **Masele plastice termoplaste** se utilizează sub formă de folii placate sau nu, pentru cablaje rigide și flexibile. Foliile de poliamide sînt foarte bune, dar scumpe. Foliile poliesterice sînt ieftine, dar nu rezistă la temperaturi ridicate (peste 230°C) și de aceea lipiturile trebuie executate foarte rapid sau la temperaturi mai joase. Se mai folosesc folii din polietilenă, polipropilenă etc.

● **Suporturile ceramice** se fabrică pe bază de oxizi de aluminiu și beriliu, materiale cu foarte bună rezistență la solicitări termice și conductibilitate termică ridicată. În schimb sînt casante și se pot obține cu dimensiuni pînă la 80 × 80 mm. În prezent, se folosesc pentru cablaje multistrat realizate prin procedee de sinteză. Găurile se execută înainte de coacere.

● Suporturile cablajelor flexibile se execută de regulă din *rășini termoplaste* sub formă de folii. În ultimul timp s-au impus **alte materiale,** cu proprietăți termice mai bune, ca: *folii din țesătură de fibre de sticlă* foarte rară, *impregnată cu rășini epoxidice;* grosimile sînt de 0,05—0,1 mm, iar flexibilitatea — destul de bună (rază de curbură minimă : 2 mm); *folii poliamidice* (Kapron), cu proprietăți termoelectrice foarte bune, cu rezistență mecanică foarte bună și o bună aderență a conductoarelor de cupru; grosimile sînt de 0,025—0,15 mm, avînd o flexibilitate foarte bună (curbură —0,5 mm); *folii din teflon* (tetrafluor polietilenă), cu proprietăți termoelectrice excepționale, dar cu aderență scăzută a conductoarelor și proprietăți mecanice slabe.

7.2.1.2. MATERIALE PENTRU CONDUCTOARE IMPRIMATE

● Cel mai utilizat material este **cuprul** cu puritate de cel puțin 99,5%. În procedeele aditive, grosimea conductoarelor este variabilă în funcție de necesități sau tehnologie, de la cîțiva microni la zecimi de milimetru. În procedeele substractive folia de cupru are, obișnuit, grosimile: 5,17, 35, 70 și 105 µm. Suprafața liberă a cuprului trebuie să prezinte un aspect mat cu asperități fine (satinat) pentru asigurarea unei bune lipiri.

● În unele cazuri, dar foarte rar, se folosesc și conductoare imprimate din **argint, aluminiu, staniu** sau **aur**.

o **Notă.** Mai des, conductoarele din cupru se acoperă cu pelicule metalice de protecție din cositor, argint, aur, paladiu etc.

7.2.1.3. SEMIFABRICATE PLACATE CU CUPRU

Aceste semifabricate, folosite în tehnologiile substractive se realizează prin lipirea unei folii de cupru (oxidată pe fața lipită) pe un suport izolant. Materialele și grosimile utilizate s-au prezentat mai sus.

La *suporturile cu rășini fenolice* (pertinax) lipirea se face cu ajutorul unui adeziv capabil să reziste la temperatura de lipire a componentelor, cu proprietăți electrice și mecanice bune; se folosesc lacuri pe bază de rășini fenolice, epoxidice, policloroprenice, cauciucuri nitrilice etc.

În cazul *suporturilor cu rășini epoxidice și al cablajelor flexibile,* lipirea se face de regulă fără adezivi, prin presare și tratare termică.

7.2.2. TEHNOLOGII SUBSTRACTIVE

Tehnologiile din această categorie sînt cele mai răspîndite pentru *fabricarea cablajelor pe suport rigid cu 1 sau 2 straturi*. Se pleacă de la un semifabricat placat pe una sau ambele fețe, tăiat sub formă de plăci cu dimensiuni și forme potrivite, pe care se imprimă desenul cablajului. Înlăturarea cuprului din regiunile ce vor fi izolatoare se face prin corodare chimică cu substanțe acide. Dacă este necesară și metalizarea găurilor, se recurge la un procedeu combinat: chimic, pentru corodare și electrochimic, pentru metalizarea găurilor.

Tehnologiile substractive se pot prezenta în mai multe variante, după cum urmează.

7.2.2.1. TEHNOLOGII SUBSTRACTIVE DE FABRICAȚIE A CABLAJELOR IMPRIMATE CU GĂURI NEMETALIZATE, CU IMPRIMARE A DESENULUI ÎN IMAGINE POZITIVĂ

Aceste tehnologii se folosesc pentru cablaje mono- sau dublu strat, cînd nu se prevede acoperirea cu metale de protecție a conductoarelor sau cînd această metalizare urmează să se facă după executarea cablajului.

Principalele etape ale procesului tehnologic sînt prezentate în figura 7.7. Pe un semifabricat placat, cu suprafața pregătită (bine curățată), se imprimă desenul cablajului în pozitiv; viitoarele conductoare sînt acum acoperite cu cerneală (lac) rezistentă la acizi. După uscare, se trece la corodare în băi cu soluții acide care atacă cuprul neprotejat; apoi, placa se curăță bine (decontaminare) pentru înlăturarea agentului corodant și a produșilor de corodare. Urmează înlăturarea cernelii protectoare prin spălare cu un diluant potrivit, după care se execută diverse prelucrări mecanice: decupări, tăieri, găuriri etc.

Pentru evitarea oxidării suprafeței conductoarelor, cablajul se acoperă cu lacuri de protecție, care servesc și ca fondanți pentru lipire. Deseori, înainte de aceasta se execută o acoperire cu lac termorezistent, lăsînd libere numai porțiunile în care urmează a se face lipituri; se obține o mască selectivă de lipire.

Procedeul descris este printre cele mai ieftine și mai productive, asigură o calitate satisfăcătoare a cablajelor necesare în numeroase aplicații în electronica de larg consum, aparate de măsurat și control, telecomunicații etc.

7.2.2.2. TEHNOLOGII SUBSTRACTIVE DE FABRICAȚIE A CABLAJELOR IMPRIMATE CU GĂURI NEMETALIZATE, CU IMPRIMARE ÎN NEGATIV A DESENULUI ȘI METALIZAREA CONDUCTOARELOR

În multe aplicații este necesară protejarea conductoarelor cu acoperiri metalice, capabile să asigure o bună lipire și rezistență la factori de mediu agresivi. În acest caz se recurge la procedeul descris în figura 7.8. Desenul cablajului se imprimă în negativ, cerneala protectoare acoperind porțiunile ce vor fi izolatoare (între conductoare). Aplicarea galvanică a metalului protector se face în băi de electroliză sau prin ștergerea cu un burete (tampon) îmbibat cu soluția potrivită și conectat la un pol al sursei de curent, celălalt pol fiind conectat la folia de cupru. După îndepărtarea cernelii protectoare se corodează placa, apoi se decontaminează. Circuitul se poate acoperi cu o mască selectivă de lipire; alte acoperiri nu mai sînt necesare.

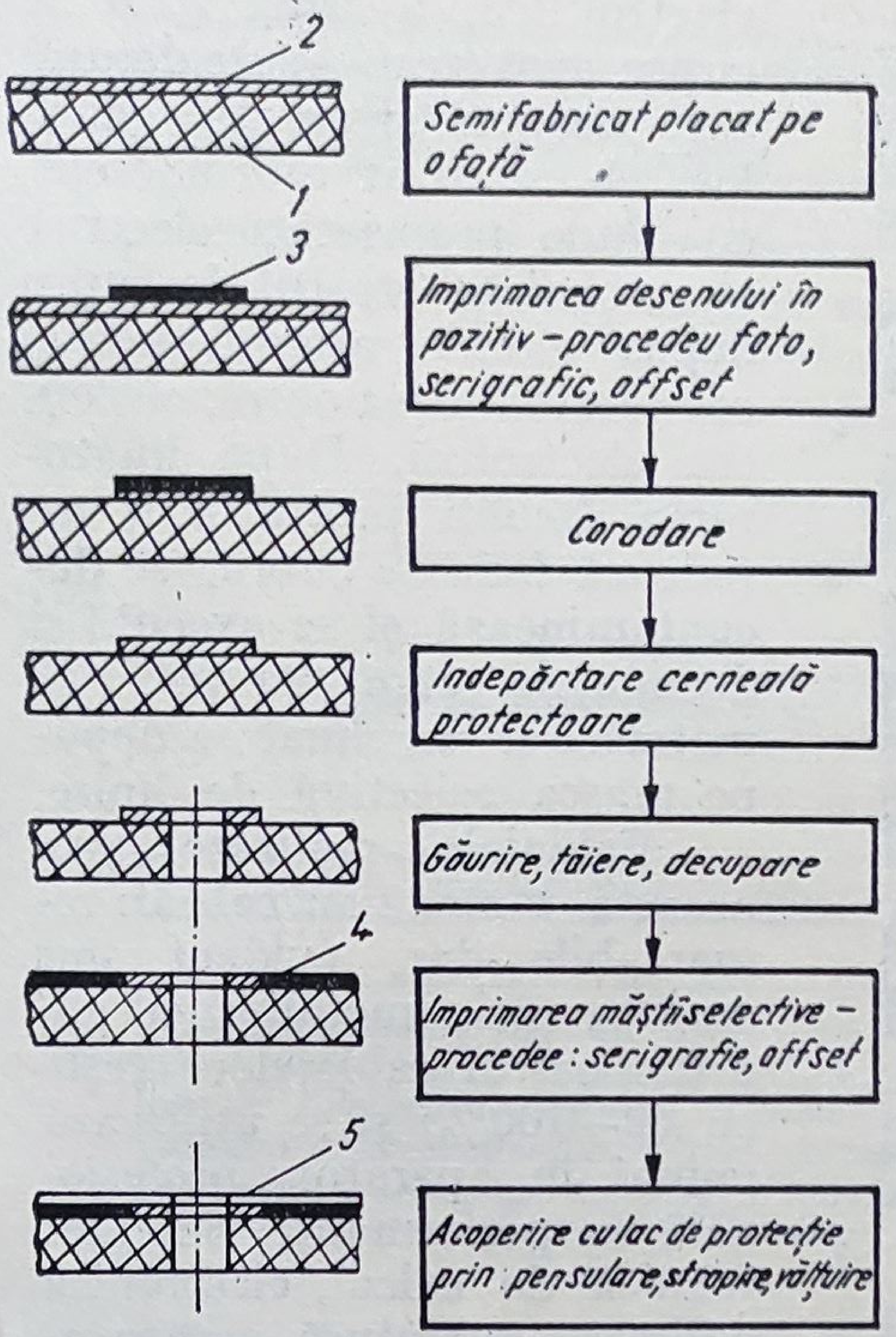


Fig. 7.7. Etapele principale ale tehnologiei substractive de fabricare a cablajelor imprimate cu imprimare în imagine pozitivă: *1* — suport; *2* — folia de cupru; *3* — cerneală de protecție la coroziune; *4* — mască selectivă; *5* — lac de protecție la oxidare.

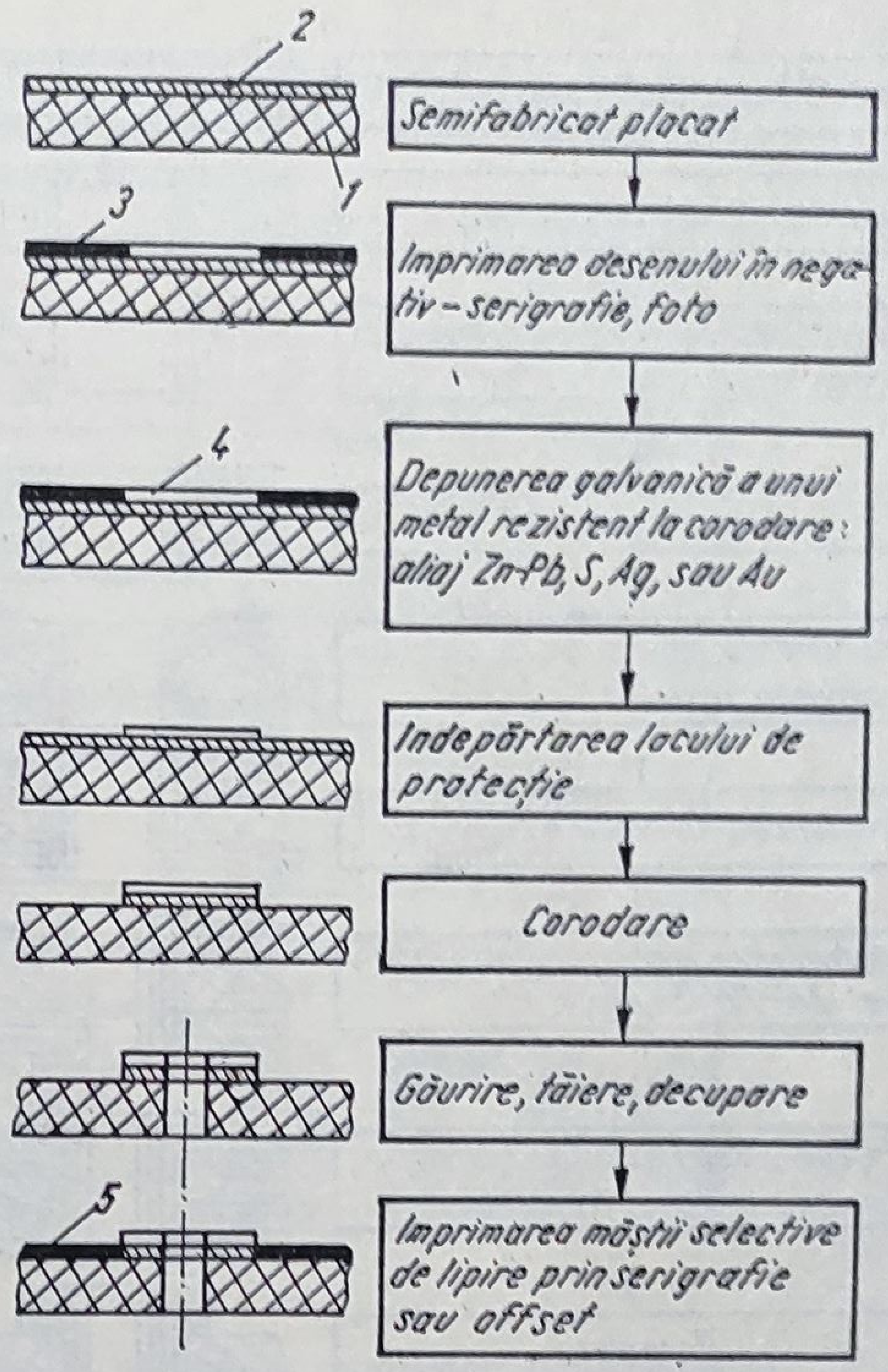


Fig. 7.8. Schema procedeului de fabricare cu imprimare în imagine negativă: *1* — suport; *2* — folia de cupru; *3* — lac protector; *4* — metalizare rezistentă la acizi; *5* — mască selectivă.

Tehnologia descrisă, mai îndelungată și mai scumpă, asigură o calitate superioară a cablajelor, în principal datorită metalizării conductoarelor. Se folosește în electronica profesională pentru aparate care urmează să lucreze în condiții dificile.

7.2.2.3. TEHNOLOGII SUBSTRACTIVE DE FABRICAȚIE A CABLAJELOR IMPRIMATE CU GĂURI METALIZATE

Procedeele descrise în §7.2.2.1 și §7.2.2.2 se pot folosi cu bune rezultate și la cablaje dublu strat. La acestea din urmă este necesară metalizarea găurilor pentru a se asigura un contact bun între traseele de pe o față și alta, o calitate superioară a lipiturilor, o fixare mecanică mai bună a terminalelor și, în final, o siguranță sporită în exploatare.

Pentru a obține cablaje cu găuri metalizate se utilizează procedeul descris în figura 7.9. După găurire și curățirea găurilor (înlăturarea șpanului, șlefuirea interiorului etc.), întreaga suprafață și mai ales interiorul găurilor se acoperă cu o pastă capabilă să asigure o bună aderență a cuprului depus chimic. În continuare se depune chimic, prin reducerea unor săruri, un strat foarte subțire (1—5 μm) de cupru. Se acoperă cu cerneală rezistentă la acizi porțiunile izolante (imagine negativă) și se trece la formarea (creșterea) pe cale

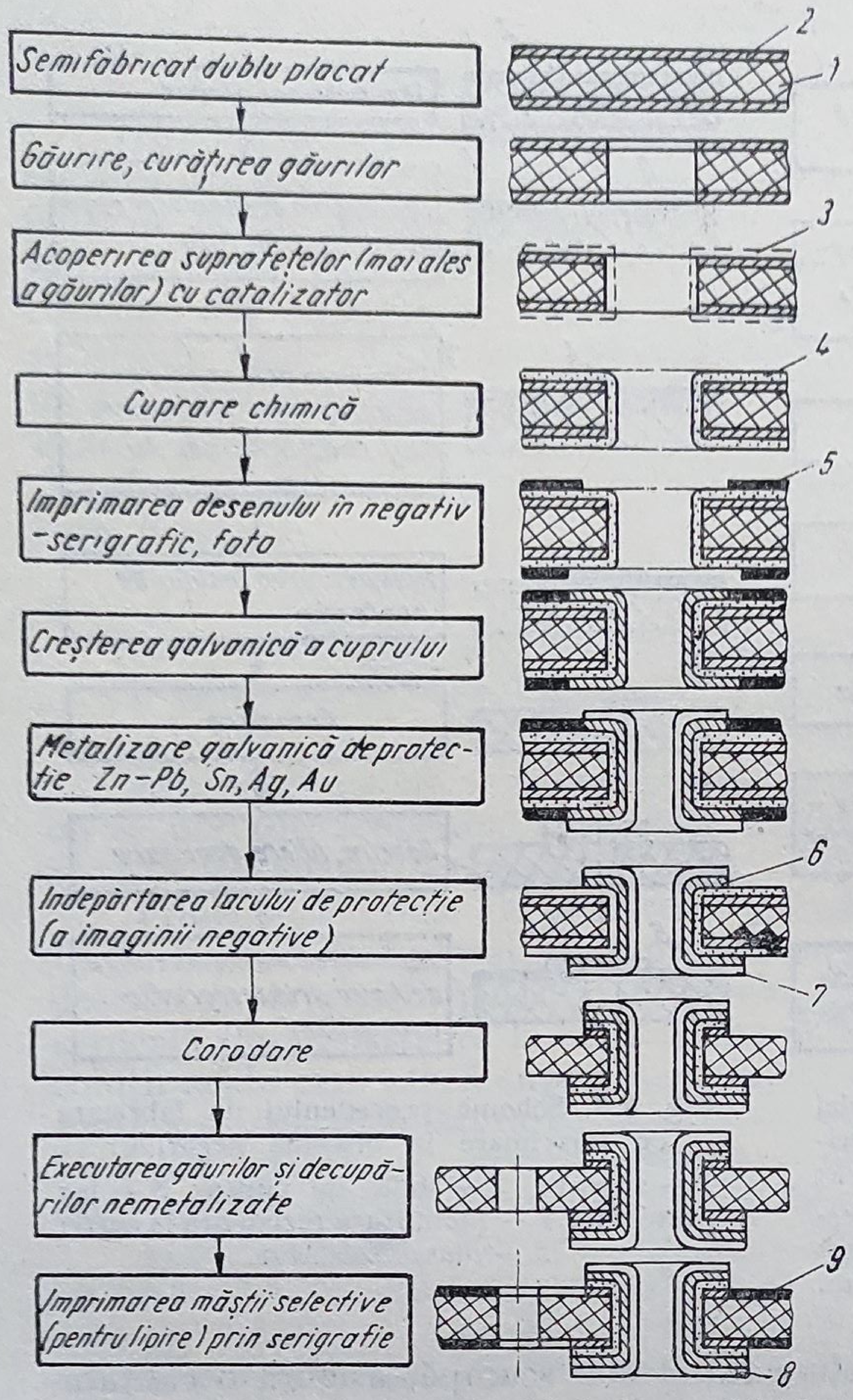


Fig. 7.9. Schema procesului de fabricație a cablajelor cu găuri metalizate:
1 — suport; *2* — folia de cupru; *3* — pastă aderentă; *4* — cupru depus chimic; *5* — cerneala; *6* — lac protector; *7* — cupru depus galvanic; *8* — metalizare; *9* — mască selectivă.

electrolitică, a unui strat de cupru gros (zeci — sute de μm) care acoperă și pereții găurilor. Acest strat este aderent, cu bune proprietăți electrice și mecanice; stratul de cupru depus chimic asigură numai conductibilitatea necesară pentru electroliză. După înlăturarea lacului protector se corodează folia de cupru, se decontaminează și se execută și decupajele care nu necesită metalizare. În final se depune masca selectivă de lipire.

Cablajele realizate prin această metodă au calități remarcabile dar, evident, sînt scumpe (prin metalizarea găurilor costul cablajelor crește cu 60—100%) și se utilizează numai în aparatura profesională cu performanțe ridicate: tehnică de calcul, electronică militară, aparatură pentru aviație și cercetarea spațiului cosmic etc.

7.2.2.4. TEHNOLOGII SUBSTRACTIVE DE FABRICARE A CABLAJELOR MULTISTRAT

Cablajele multistrat sînt formate din conductoare plasate în mai multe plane, separate prin straturi de folii izolatoare. Foliile izolante pot fi foarte subțiri, deoarece proprietățile mecanice sînt determinate de grosimea ansamblului și calitățile adezivului.

În fabricarea cablajelor multistrat prin tehnologii substractive (fig. 7.10), cel mai utilizat material este semifabricatul placat pe una sau ambele fețe, cu suport din fibre de sticlă impregnate cu rășină epoxidică.

Fiecare strat se realizează după tehnologia descrisă în § 7.2.2.1.; apoi plăcile sînt suprapuse cu folii intermediare, unse sau impregnate cu adezivi; se folosesc și folii termoplaste, care permit „îngroparea“ conductoarelor imprimate. După întărirea sau polimerizarea la cald a adezivului se obține un ansamblu rigid.

o **Notă.** În unele tehnologii, înainte de suprapunere conductoarele se îngroapă în propriul suport prin presare la cald.

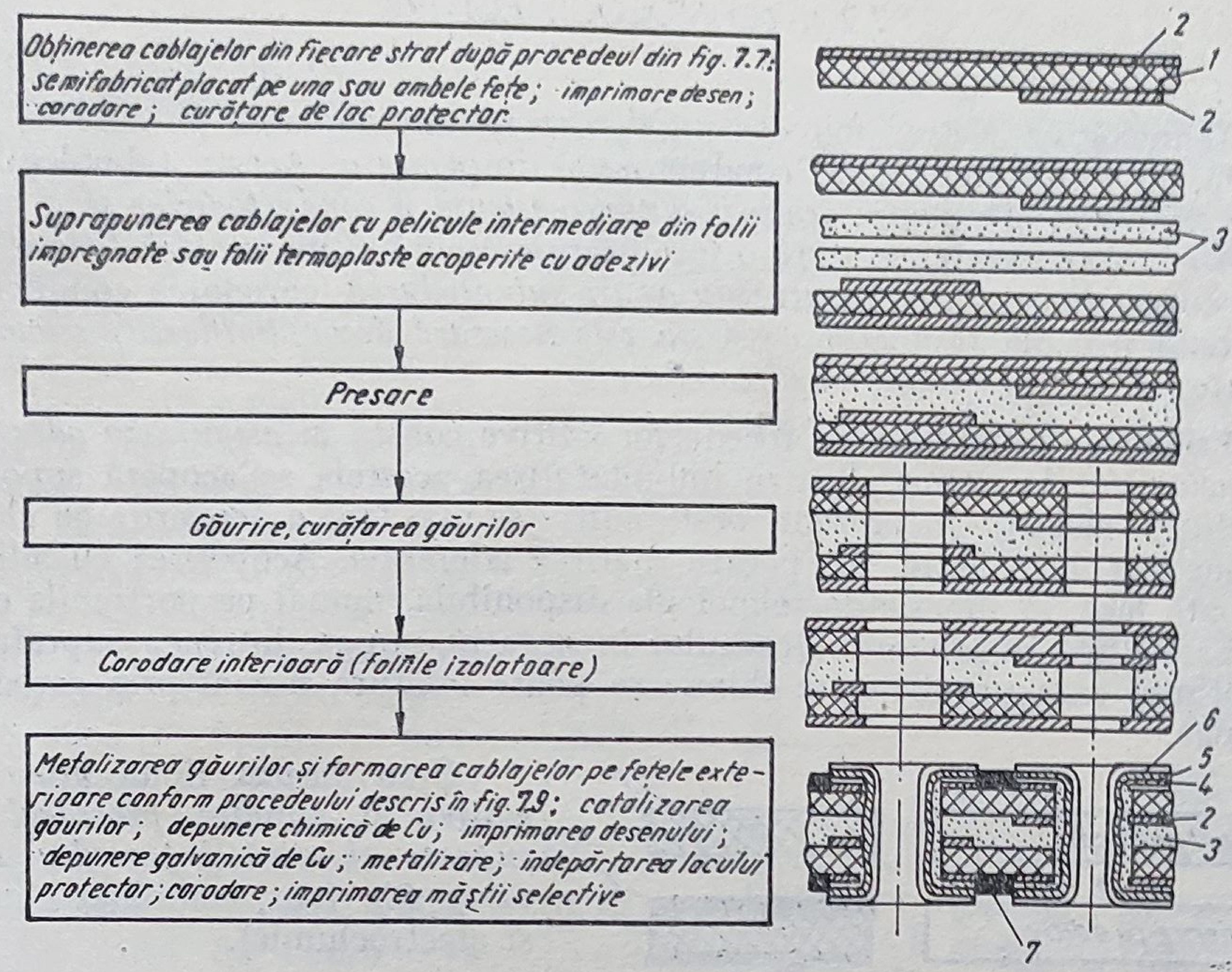


Fig. 7.10. Schema procesului de fabricare a cablajelor multistrat prin metoda substractivă:
1 — suport; *2* — folia de cupru; *3* — folii intermediare adezive (impregnate); *4* — cupru depus chimic; *5* — cupru depus galvanic; *6* — metalizare de protecție; *7* — mască selectivă de lipire.

După corodarea pe o adîncime foarte mică a izolatorilor din interiorul găurilor, se trece la metalizarea acestora prin procedeul descris în § 7.2.2.3.

Marea problemă a cablajelor multistrat constă în **asigurarea contactelor între conductoarele din diferite straturi.** Pentru aceasta este necesară atît o imprimare extrem de precisă a desenelor, mai ales în privința poziționării punctelor de contact (de ex. la cablaje cu 4—5 straturi abaterea maximă la poziționare trebuie să fie sub 20—40 μm), cît și o poziționare foarte precisă la suprapunerea plăcilor. Prima problemă se rezolvă prin folosirea unei mese de trasare comandate de calculator (de obicei mini- sau microcalculator). Pentru poziționarea corectă a plăcilor se folosesc tije, știfturi sau prezoane de ghidare.

Practicarea găurilor se face după terminarea acestor procese, folosind mașini de găurit în coordonate, comandate de calculator.

Dintre metodele de realizare a contactului electric între conductoare din diferite straturi, cea mai folosită este *metoda metalizării găurilor*, deși are unele inconveniente (de ex., dacă se leagă conductoare din straturile 3 și 7, în straturile 4, 5 și 6 nici un conductor nu poate trece prin apropierea găurii).

Tehnologia realizării cablajelor multistrat necesită utilaje foarte scumpe, complicate, condiții de mediu stricte și stabile, un control riguros în toate fazele și în consecință este accesibilă numai marii industrii; nu se pot realiza asemenea cablaje prin metode artizanale. Costul cablajelor multistrat este ridicat, atît datorită marilor investiții necesare, cît și procentului de rebuturi încă ridicat.

7.2.3. TEHNOLOGII ADITIVE

Tehnologiile aditive folosesc un suport izolant neplacat pe care se realizează, în formă definitivă, conductoarele imprimate. Aceste tehnologii au unele **avantaje,** și anume: *realizarea concomitentă a conductoarelor și a metalizării găurilor*, ceea ce asigură o fiabilitate crescută și un contact foarte bun între conductoare și metalizare; *nu apare subcorodarea* (corodarea conductoarelor sub pelicula protectoare) și *nu este necesară decontaminarea; economie de cupru și de substanțe pentru corodare.*

Principala dificultate a procedeelor aditive constă în *asigurarea aderenței conductoarelor la suport.* Pentru îmbunătățirea acesteia se acoperă suportul cu aditivi (cleiuri). În prezent, peste aditiv se mai face o acoperire cu clorid de zinc sau de paladiu, tot pentru mărirea aderenței. Acoperirea cu aditivi se poate face, în funcție de tehnologia disponibilă, numai pe porțiunile conductoare după imprimarea desenului în negativ sau pe întreaga suprafață; în ultimul caz cuprul depus chimic se poate înlătura numai prin corodare chimică.

S-au impus două **procedee aditive** și anume: *procedeul de cuprare chimică* și *procedeul galvanic* (de fapt, combinat chimic și electrochimic).

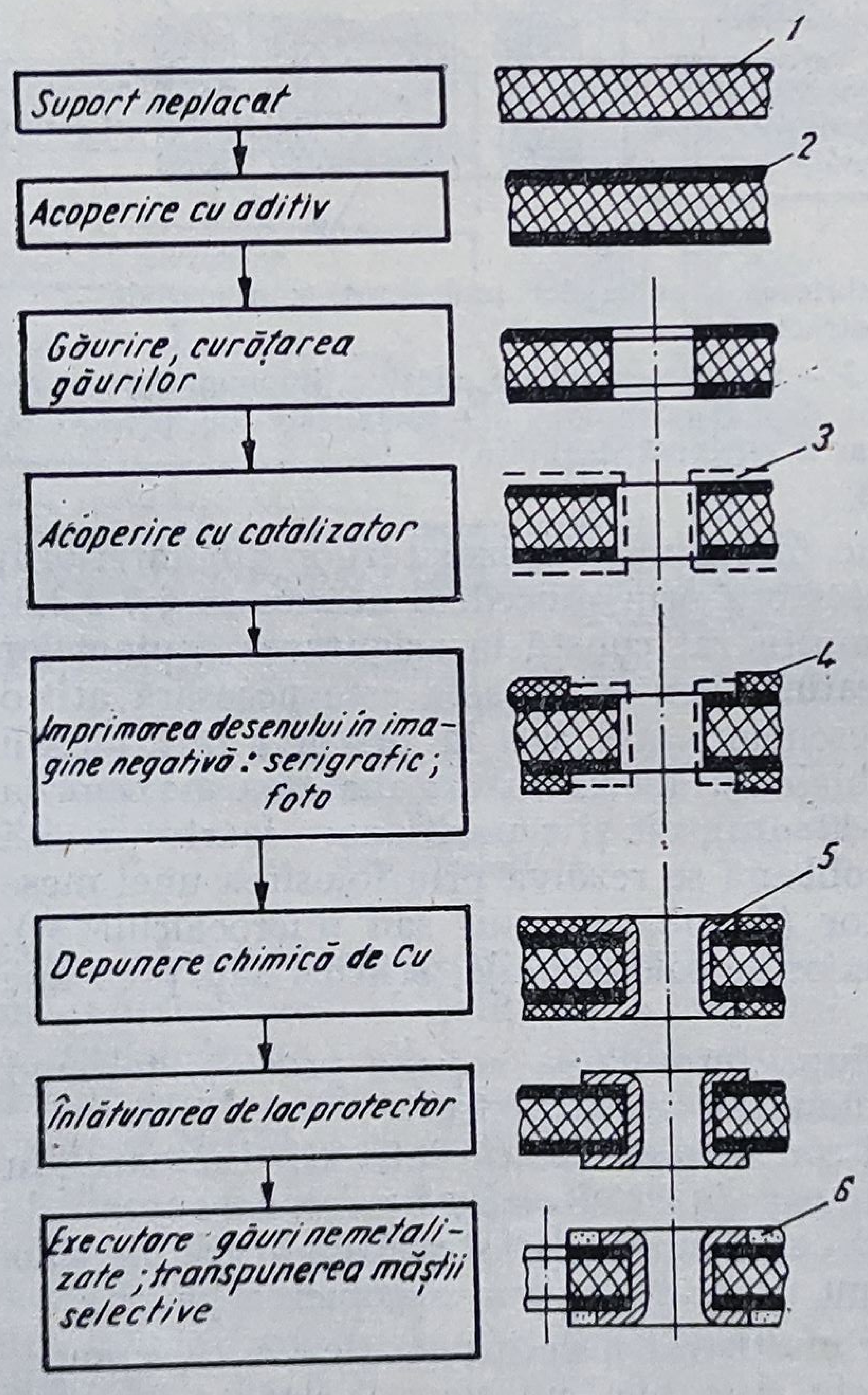


Fig. 7.11. Schema procedeului aditiv de cuprare chimică (fără curent):

1 — suport; 2 — aditiv; 3 — strat aderent; 4 — cerneală protectoare; 5 — cupru depus chimic; 6 — mască selectivă.

7.2.3.1. PROCEDEUL ADITIV DE CUPRARE CHIMICĂ

Principiul tehnologiei aditive de formare a cablajelor prin cuprare chimică fără curent este expus schematic în figura 7.11. Pornind de la un suport izolant se depune, în băi, o peliculă aditivă (clei). După executarea găurilor, se acoperă întreaga suprafață cu substanță pentru înlesnirea depunerii chimice a cuprului (prin reducere). După imprimarea desenului cablajului în imagine negativă, se depune chimic cuprul.

Prin metoda chimică se obțin cablaje de bună calitate, cuprul depus chimic avînd rezistivitate mică, duritate mecanică mare și capacitate bună de lipire.

Principalul dezavantaj îl constituie prețul ridicat deoarece procesul de formare a stratului de cupru la grosimea necesară este lent, substanțele folosite sînt scumpe, iar condițiile de depunere trebuie riguros controlate.

7.2.3.2. PROCEDEUL ADITIV DE CUPRARE GALVANICĂ

Procedeul, descris schematic în figura 7.12, presupune depunerea chimică a unui strat subțire, intermediar, de cupru peste care, în locurile libere lăsate de imaginea desenului (în negativ) se formează galvanic un strat de cupru gros. După înlăturarea cernelii protectoare se procedează la o corodare de scurtă durată prin care se înlătură pelicula intermediară de cupru cu grosime mică (1—6 μm). Corodarea parțială a cuprului depus galvanic nu are influență prea mare dar, uneori, trebuie avută în vedere, depunînd galvanic un strat de cupru ceva mai gros.

Avantajele procedeului, pe lîngă cele generale, sînt: o productivitate mai mare, un cost apropiat de cele realizate prin metode substractive și posibilitatea de a folosi o mare parte din utilajele specifice tehnologiilor substractive, crescînd astfel indicele de utilizare a instalațiilor (de 5—10 ori).

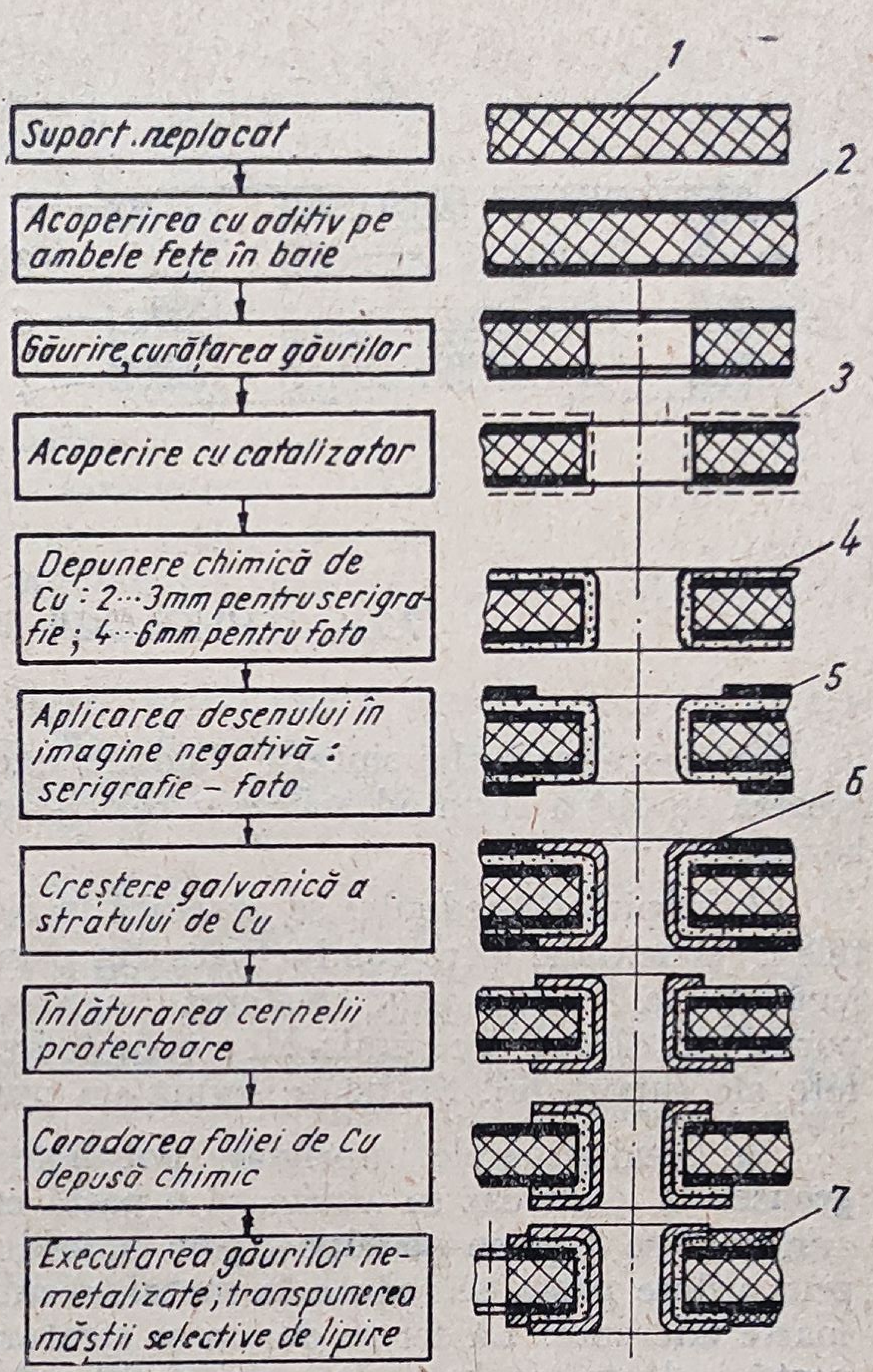


Fig. 7.12. Schema procedeului aditiv galvanic (electrochimic):
1 — suport; 2 — aditiv; 3 — strat aderent — $Zn(ClO_2)_2$; 4 — cupru depus chimic; 5 — cerneală protectoare; 6 — cupru depus galvanic; 7 — mască selectivă.

Dezavantajele constau în apariția unei discontinuități între pelicula de cupru depusă chimic, stratul depus galvanic și neuniformitățile cuprului depus pe pereții găurilor.

7.2.3.3. APLICAREA METODELOR ADITIVE LA CABLAJE MULTISTRAT

La cablajele multistrat realizate prin tehnici substractive, legătura dintre straturile interioare este greu de realizat din cauza dificultăților de poziționare și a grosimii mari a straturilor metalizate suprapuse. Aceste dezavantaje nu mai apar în cazul procedeelor aditive. Prin aceste procedee se pot ușor realiza contacte între conductoare aflate pe fețele opuse ale unui strat; contactul între straturi depărtate se realizează prin metalizarea, chimică sau electrochimică, a găurilor date după presarea ansamblului (fig. 7.13).

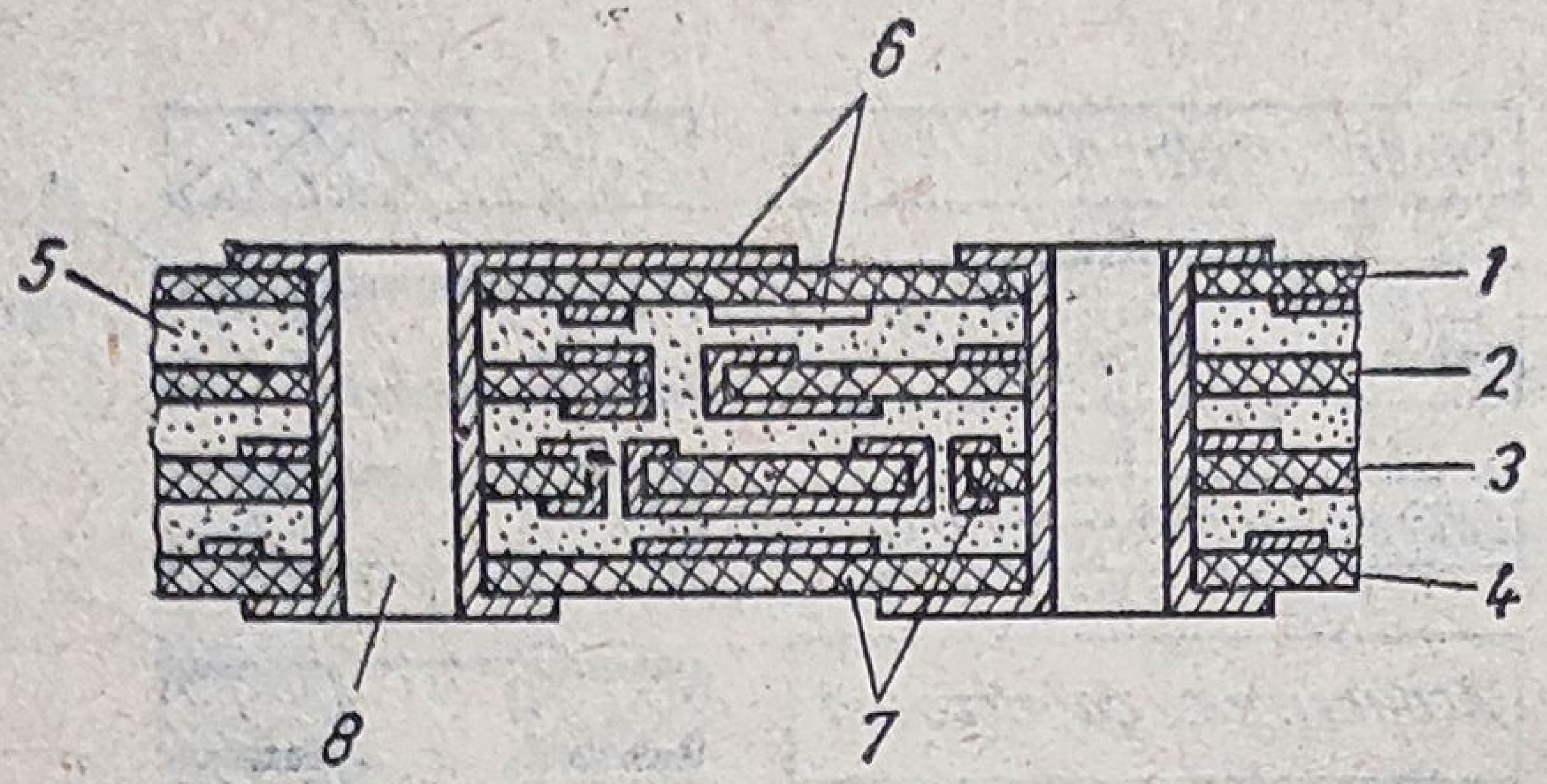


Fig. 7.13. Cablaj multistrat cu contacte între conductoare interioare: *1–4* — straturi; *5* — strat intermediar izolator; *6* — conductoare imprimate; *7* — conexiunea interioară; *8* — gaură metalizată.

7.2.4. TEHNOLOGII DE SINTEZĂ

În procedeele de sinteză, folosite exclusiv pentru cablaje multistrat, acestea se obțin formînd succesiv conductoarele imprimate și straturile izolatoare.

Principiul procedeului se prezintă în figura 7.14. Se observă că în punctele de conexiune între conductoare din plane diferite stratul izolator lipsește; legătura se asigură prin creșterea (îngroșarea) peliculelor conductoare. Suportul este de obicei ceramic, iar conductoarele pot fi depuse pe una sau ambele fețe ale suportului. Se poate forma un număr mare de straturi (peste 10).

● Conductoarele imprimate pot fi realizate prin **tehnologia straturilor groase.** În acest caz se utilizează o pastă conductoare pe bază de argint sau aur, care se depune pe suport prin procedeul serigrafic în imagine pozitivă; prin ardere pasta se reduce la metal, rezultînd pelicule conductoare subțiri, foarte aderente. La fel se depun și straturile izolatoare, dar se utilizează o pastă izolantă pe bază de oxizi de aluminiu sau beriliu. Avantajele acestui procedeu sînt: productivitate mare, fiabilitate ridicată, ușurință în realizarea modificărilor în cablaje, instalații relativ simple. Dintre dezavantaje se pot cita: durata mare a coacerii, necesitatea unor materiale cu temperaturi de ardere crescătoare pentru cablaje cu multe straturi (fiecare strat depus se arde, la o temperatură mai mică decît precedentul).

● În procedeele bazate pe **tehnica straturilor subțiri,** straturile conductoare și izolatoare se depun prin procedee de evaporare sau pulverizare în vid a metalelor și, respectiv, izolatorilor, folosind măști de ecranare potrivite. Tehnologiile de acest tip se disting prin marea varietate a configurațiilor ce pot fi obținute. În schimb, cablajele realizate sînt sensibile la solicitări mecanice, iar echipamentele necesare sînt complicate și scumpe.

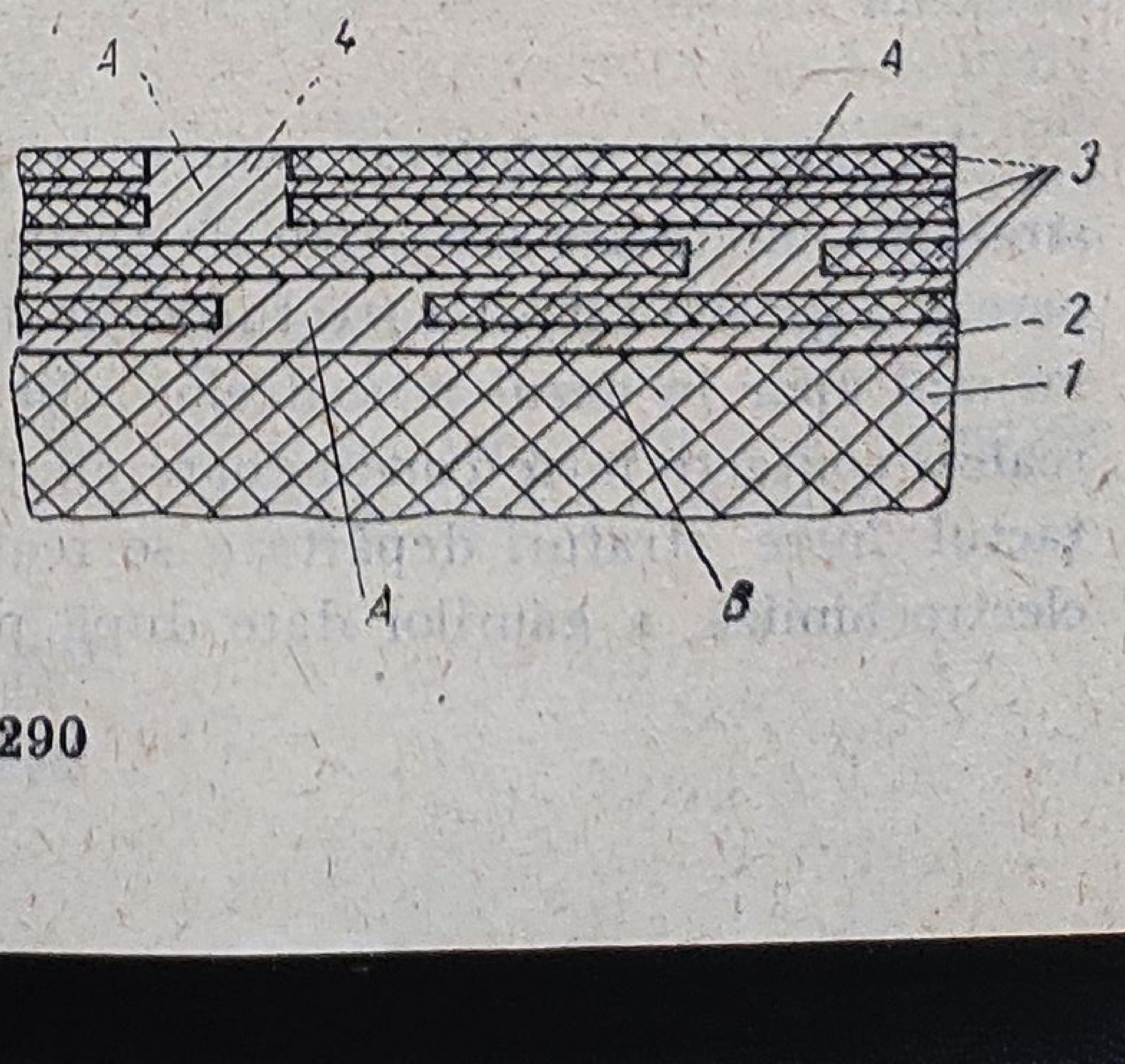


Fig. 7.14. Cablaj multistrat realizat prin procedee de sinteză: *1* — suport; *2* — conductor imprimat; *3* — izolator intermediar între straturi; *4* — contact între straturi.

○ **Observație.** Tehnologiile de sinteză sînt mai puțin răspîndite și se aplică pentru cablaje cu mai mult de 3—5 straturi; în producția de serie s-au obținut cablaje cu 20—30 straturi.

7.2.5. EXECUȚIA ORIGINALELOR DESENELOR CABLAJELOR IMPRIMATE

● Proiectarea unui cablaj imprimat începe cu *poziționarea pieselor* pe suport *și a găurilor* (punctelor de conexiune); concomitent *se desenează* și *traseele de principiu ale conductoarelor*, astfel încît să nu se intersecteze în același plan. Se obține o schiță preliminară, numită uneori **schiță de semimontaj.**

● Apoi se definitivează cablajul, fixînd exact pozițiile găurilor și traseelor conductoare. Rezultatul cel mai important al proiectării îl constituie obținerea **originalului desenului cablajului imprimat** care, printr-o tehnică potrivită, eventual redus la scară, va fi transpus pe suportul cablajului.

Desenul cablajului se execută la **scara** 1 : 1, mai des la scara 2 : 1, iar uneori la scară mai mare (4 : 1—10 : 1). Reducerea la scara 1 : 1 se face cu mijloace optice (fotografiere). Cu cît scara este mai mare, după reducere la scară finețea traseelor este mai ridicată, defectele inerente desenului mai puțin vizibile etc. În schimb, dacă dimensiunile desenului sînt prea mari (peste A_1), apar dificultăți de reducere la scară (aberații optice), de conservare a originalelor (păstrarea planeității și dimensiunilor) etc.

Obișnuit, scara 2:1 este suficientă, scări mai mari justificîndu-se numai pentru cablaje foarte complicate, compacte, cu trasee foarte înguste și apropiate (sub 0,5 mm).

De mai mulți ani se încearcă o **normalizare a pozițiilor găurilor,** plasîndu-le în nodurile unei *rețele de coordonate* (rastru) cu modul (pas) normalizat (fig. 7.15). Conform recomandărilor CEI, modulul rețelei este 0,1 inch = = 2,54 mm; alte norme însă (și STAS) recomandă 2,50 mm. Adesea liniile se numerotează, pentru ușurarea determinării coordonatelor găurilor. Diferența dintre 2,54 și 2,50 mm nu este esențială în multe aplicații, cu excepția utilizării unor piese (circuite integrate, de exemplu) cu multe terminale distanțate la un multiplu al modulului, de obicei 2,54 mm; în acest caz o diferență de poziționare de cîțiva milimetri poate face imposibilă montarea componentei. Soluția poate fi abaterea de la modul sau modificarea scării de reducere fotografică.

Utilizarea rețelelor este avantajoasă deoarece se poate folosi aceeași sculă de găurire, schimbînd numai pozițiile poansoanelor: multe componente au terminalele distanțate la multipli ai modulului; mașinile de formare a terminalelor, de tăiere (la lipirea în băi) și cele de implantare lucrează cu multipli ai modulului. Poziționarea găurilor și repetarea lor poate fi astfel făcută mai ușor și cu precizie mare etc.

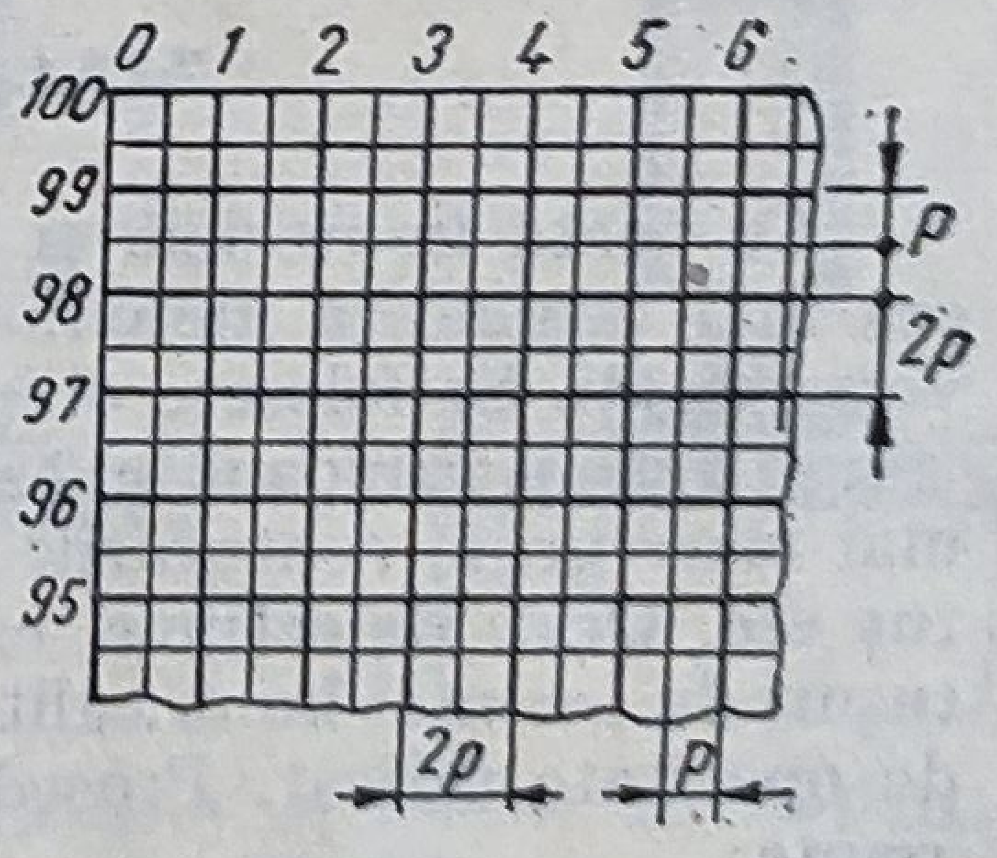


Fig. 7.15. Porțiune de rețea normalizată (pas 2,54 sau 2,50 mm). Numerotarea se face pe x și y (pentru scara 2:1 din $2p$ în $2p$).

Rețeaua poate fi trasată direct pe suportul desenului (cu linii albastru pal, maro deschis etc. pentru a nu apărea pe reproducerea

foto) sau observabilă prin transparență. Oricum, precizia rețelei trebuie să fie foarte mare; hîrtia milimetrică nu este utilizabilă (cel mult pentru amatori, experimentări etc.), abaterile acesteia depășind cu peste un ordin de mărime toleranțele admise.

Suporturilor desenelor li se impun cerințe severe de *stabilitate dimensională și planeitate.* Sub acțiunea temperaturii apar variații de lungime: $\Delta l = l_0 \alpha_T \Delta T$, unde α_T este coeficientul de dilatație liniară. Variația dimensiunilor sub influența umidității este dată de: $\Delta l = l \alpha_u \Delta u_r$, unde Δu_r este variația umidității relative, $\Delta u_r = u_r - 60\%$ (umiditatea de referință se ia 60%), iar α_u — coeficientul de variație unitară cu umiditatea.

Suportul se alege în funcție de precizia necesară, condițiile și durata depozitării, cost etc. Evident, hîrtia obișnuită de desen (ciocan) sau calcul nu sînt utilizabile decît cel mult pentru experimentări, amatori etc. Se folosesc: hîrtie (carton) specială, cu suport sau inserție din aluminiu (ciocan document), folii translucide din mase plastice, mai rar sticlă, plăci din oțel sau aluminiu. În tabelul 7.2 sînt indicate unele suporturi mai des folosite și principalele lor proprietăți.

TABELUL 7.2

Suportul pentru desenele cablajelor imprimate

Suport	α_T [10^{-6}/°C]	α_u [10^{-6}/% u_r]	Δl [μm]
Sticlă	8,2	—	8,2
Oțel	10,8	—	10,8
Aluminiu	21,6	—	21,6
Folii din poliesteri Mylar	27	12	51
Cronaflex	27	12	51
Rubilyth	27	12	51
Extrafilm	27	23,5	74
Folii pe bază de PCV Astralon (carton)	65	18	101
Astralon N	78	18	114
Ekalon	80	18	116
AMZ 01 (carton cu inerție de Al)	22	52	124

o **Notă.** Δl s-a dat pentru: $l = 100$ mm; $\Delta T = +10$°C; $\Delta u_r = +20\%$

7.2.5.1. TEHNICA DESENĂRII MANUALE

Cu toată imprecizia și durata relativ mare a execuției, aceasta rămîne cea mai răspîndită metodă de desenare, datorită utilajului simplu și marii versatilități. Se folosesc obișnuitele unelte de desen trăgătoare, truse tip Rotring, rigle și șabloane, mese de desen etc. Desenul trebuie executat cu cea mai mare grijă, contururile să fie precise, nete, să nu apară pete, lipsuri de tuș etc. Orice defecțiune este reprodusă pe cablaj. Trebuie să se utilizeze tușuri de cea mai bună calitate, negru mat, încît desenul să prezinte un grad de opacitate ridicat. Procedeul manual se poate prezenta în mai multe variante:

— *desenarea manuală, pe suport fără rețea, fără unelte deosebite;*

— *desenarea manuală, pe suport cu rastru, la masa de desen,* cu unelte obișnuite, folosind suplimentar o lupă;

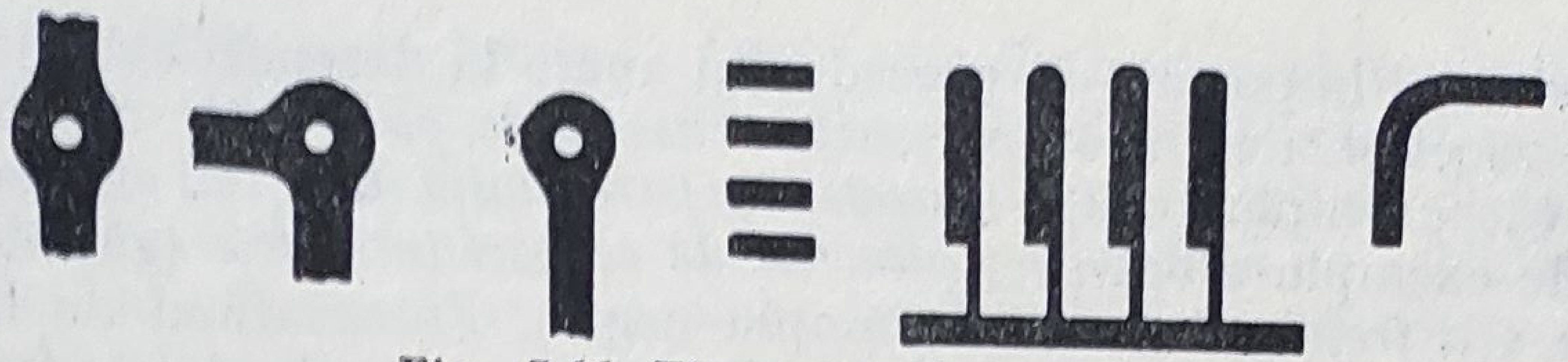


Fig. 7.16. Elemente adezive de cablaj.

— *desenarea manuală, pe suport cu rastru, la masă de desen obișnuită,* folosind suplimentar șabloane pentru poziționarea precisă a găurilor și altor elemente;

— *desenarea cu ajutorul unui coordinatograf* (aparat de trasat în coordonate) *comandat manual;*

— *desenarea cu coordinatograf de precizie, comandat semiautomat.*

Folosind coordinatografe de tipul celor utilizate în cartografie se obține o calitate superioară a desenului și economie remarcabilă de timp. Există și coordinatografe comandate de calculator (de obicei micro-) care execută, pe baza programului, trasarea efectivă a desenului, pornind de la schița preliminară furnizată de operator; acesta din urmă supraveghează lucrul și poate interveni în orice moment pentru modificări.

7.2.5.2. TEHNICA FOLOSIRII ELEMENTELOR ADEZIVE

Desenul cablajelor imprimate se poate realiza însă și cu ajutorul *elementelor (formelor) adezive*. În această tehnică de cablaj se utilizează elemente de cablaj ca: trasee, puncte de lipire, curbe, coturi, contacte etc. (fig. 7.16) din folie opacă (hîrtie, plastic) neagră, roșie sau albastră, cu una dintre fețe adezivă (tip scotch); formele și dimensiunile elementelor adezive sînt foarte variate, acoperind o gamă largă de necesități. Desprinzîndu-se de pe suportul de ambalaj, ele pot fi lipite pe suportul desenului, manual sau cu ajutorul unei pensete.

Traseele cu rază de curbură mai mare se realizează din benzi cu lățime potrivită; pentru lățimi mai mari se pozează mai multe asemenea benzi alăturate, suprapunînd marginile. Trebuie acordată atenție suprapunerii parțiale a marginilor (să nu rămînă porțiuni de traseu neacoperite; eventual se poate completa cu tuș). Se poate folosi orice suport, opac sau transparent, cu sau fără rastru trasat. Dacă suportul este perforabil, pentru poziționarea găurilor se poate utiliza procedeul din figura 7.17.

Cu ajutorul elementelor adezive se pot atinge precizii de $\pm 50\ \mu m$; contrastul este bun, contururile sînt nete, iar reproducerea foto se poate face prin reflexie sau transmisie. Se ușurează astfel destul de mult munca desenatorilor.

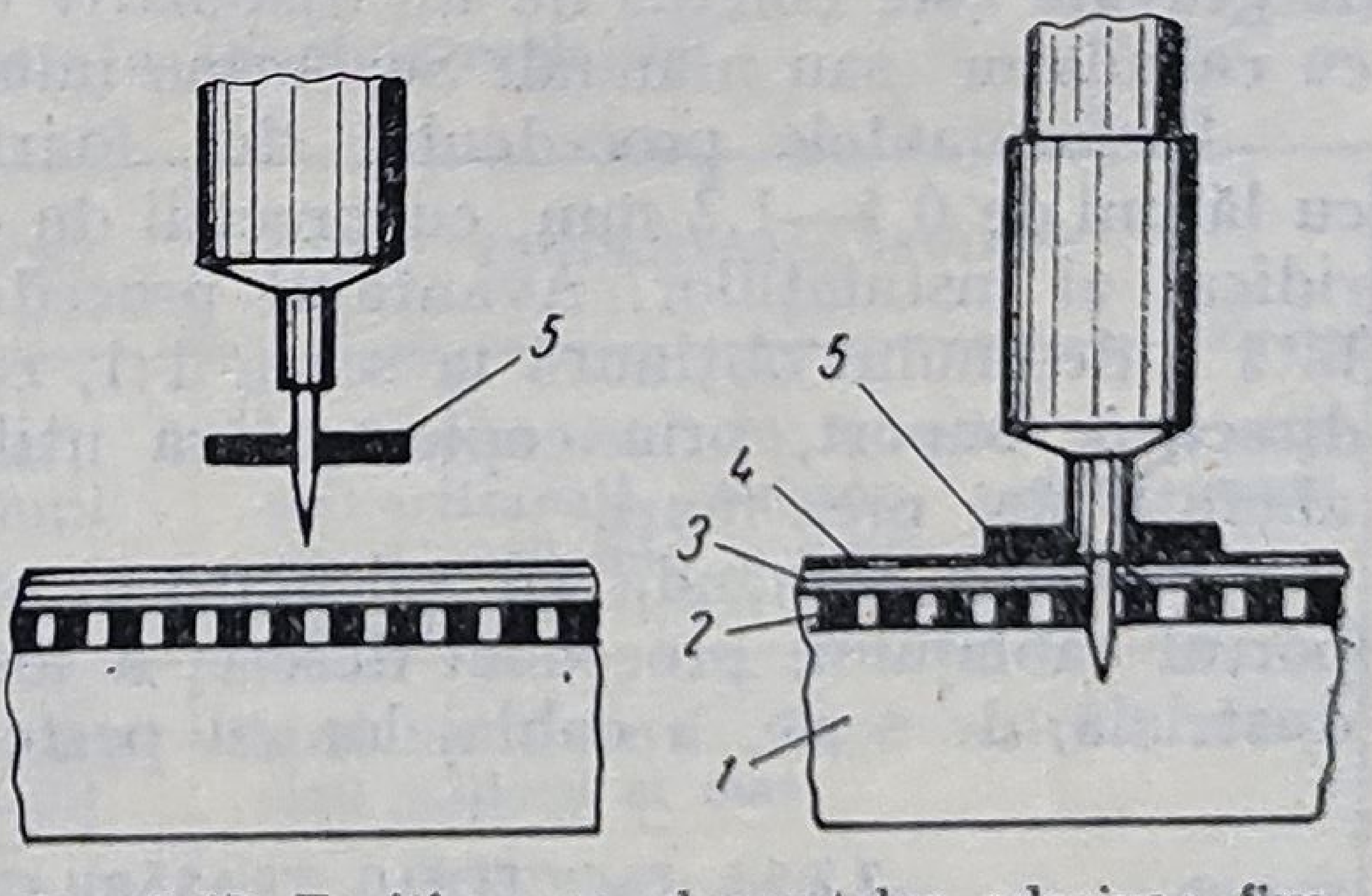


Fig. 7.17. Poziționarea elementelor adezive; fixarea găurilor:

1 — material poros; *2* — placă de oțel cu găuri în coordonate; *3* — folie cu rastru; *4* — suport transparent; *5* — element adeziv.

Un avantaj important al procedeului apare la desenele cablajelor dublu strat. Pe același desen se plasează: *traseele de pe o față*, cu elemente de *o culoare* (de exemplu roșii); *traseele de pe cealaltă față*, cu elemente de *altă culoare* (de exemplu albastru); *punctele de contact între fețe* (găurile), cu elemente de *o a treia culoare* (de exemplu negre). Fotografiind cu filtre potrivite se obțin filmele cu imaginile cablajelor de pe cele două fețe; negrul apare în ambele imagini, iar punctele de contact se suprapun perfect.

o **Notă.** Există și *elemente din materiale rezistente la corodare* care se pot lipi direct pe suporturi placate, pentru cablaje unicat sau experimentale. Procedeul are puține dezavantaje: unele elemente prea complicate nu se pot fabrica ieftin și trebuie desenate manual; uneori, la curburi nu se poate evita încrețirea benzilor adezive și prin aceasta — îngustarea traseelor.

Procedeele de desenare descrise mai sus sînt cele mai răspîndite deoarece necesită investiții minime și asigură performanțe suficiente pentru majoritatea aplicațiilor.

Necesitățile de creștere a preciziei și fineții traseelor, a pozitionării găurilor și conductoarelor, determinate mai ales de răspîndirea cablajelor multistrat, au dus la perfecționarea tehnicilor de desenare. Cîteva dintre noile procedee, cu performanțe ridicate, sînt prezentate succint în continuare.

7.2.5.3. PROCEDEUL DECUPĂRII

Ca suport se folosește o placă de sticlă acoperită cu o folie plastică adezivă. Cu un cap de tăiere purtat de o mașină de trasat se taie în folia de plastic, contururile traseelor. Se desprind apoi porțiunile din folie, obținînd imaginea pozitivă sau negativă a cablajului.

7.2.5.4. PROCEDEUL GRAVURII

Se utilizează tot o placă de sticlă acoperită cu o peliculă opacă. Cu un cap de gravare rotativ se îndepărtează pelicula pînă la nivelul plăcii. Capul de gravare este condus de un dispozitiv de trasat în coordonate, comandat cu calculator sau manual. Se obține imaginea negativă a cablajului.

Performanțele procedeului sînt foarte ridicate; se pot realiza trasee cu lățimi de 0,1—1,2 mm, cu precizii de ordinul a 2,5 μm, justificînd costul ridicat al instalațiilor. Avantajul procedeului îl constituie calitatea deosebită a desenului obținută la scara 1:1, care poate fi transpusă pe film sau direct pe suport, prin copiere, fără utilizarea sistemelor optice ale căror aberații sînt prea mari.

Folosind comanda cu calculatorul și copierea desenului direct pe suportul cablajului, procedeul descris a fost primul utilizat în producția industrială, de serie, a cablajelor cu peste 4—5 straturi.

7.2.5.5. PROCEDEUL TRASĂRII CU FASCICUL LUMINOS

Este cel mai recent și perfecționat procedeu de desenare, cu performanțele cele mai ridicate. Desenul se execută cu ajutorul unui fascicul luminos la scara 1:1, direct pe film, pe placa fotografică sau chiar direct pe suportul

cablajului, sensibilizat la lumină. După developare se obține originalul cu trasee conturate extrem de precis; orice aberații, difracții, reflexii parazite etc. sînt înlăturate. Capul de iluminare conține o mască cu orificii de forme diferite, necesare trasării. Deplasarea măștii este comandată de calculator. Imaginea orificiilor se proiectează pe placa fotosensibilă cu un sistem optic. Pe măsura realizării cablajului, imaginea sa este proiectată și pe un ecran de observare de către operator: sistemul permite intervenția acestuia.

Se pot trasa linii cu contururi precise, cu grosimi de la 0,05 la 8—10 mm, se pot imprima elemente de cablaj cu diametre de 8—10 mm, cu o precizie de ordinul micronului.

7.2.6. TEHNOLOGII DE IMPRIMARE A IMAGINII CABLAJELOR IMPRIMATE

Imprimarea imaginii (desenului) pe suport constă în ansamblul operațiilor în urma cărora traseele conductoare (imagine pozitivă) sau izolatoare (imagine negativă) se acoperă cu substanță protectoare (lac, cerneală), rezistentă la agenți corodanți. Cele mai folosite procedee de imprimare se prezintă în tabelul 7.3. *Calitatea tehnologiei de imprimare* se apreciază prin *factori tehnici*, ca *rezoluția* și *precizia*, și prin *factori economici*, ca *productivitatea* și *costul*.

Prin **rezoluție** se înțelege *numărul de linii realizabil pe un milimetru*, prin *linie* înțelegînd un traseu conductor sau izolator. Prin **precizie** se înțelege *abaterea maximă de la dispunerea și dimensiunile traseelor și punctelor de conexiune față de cele indicate în desen* (se exprimă în mm sau %).

Indiferent de metoda de imprimare, suportul trebuie pregătit printr-o **curățare** atentă pentru ca substanța protectoare să formeze o peliculă uniformă, cu margini perfect delimitate și cu aderență mare. Folia de cupru *(suportul placat)* se *curăță mecanic* prin frecare cu pulberi abrazive neutre, sub formă de pastă, pînă la dispariția urmelor de oxizi, săruri etc. și apoi se aplică o *decapare chimică* timp de 20—60 s, pînă cînd folia prezintă un aspect roz, satinat uniform, fără puncte, pete etc.

TABELUL 7.3

Procedee de imprimare a imaginii cablajelor

Procedeu	*Calitatea imaginii*	*Productivitate, utilizare*
Fotografic (foto)	Foarte bună, cele mai mari precizii și rezoluții	Randament mic; în industrie și producție artizanală, amatori, pentru prototipuri, serii mici și mijlocii; mare versatilitate
Serigrafic	Bună și foarte bună; precizii și rezoluții medii	Randament bun; în industrie, pentru serii mijlocii și mari
Offset	Medie; precizii și rezoluții mai slabe	Randament foarte mare; în industrie (instalații scumpe)
Xerografic	Slabă	Metodă rapidă

Se execută *spălarea* sub jet de *apă*, mai întîi, și apoi cu *apă distilată*, după care urmează *uscarea*, în poziție verticală, eventual în curent de aer.

Uneori se practică numai una dintre curățări, de obicei cea chimică. În timpul și după curățare, folia de cupru nu trebuie atinsă cu mîna; plăcile trebuie ferite de impurități ca: gaze, praf, substanțe corozive etc. Durata dintre curățare și imprimare trebuie redusă la minimum, deoarece cuprul se oxidează foarte repede.

Curățarea suporturilor neplacate cuprinde aceleași etape, dar necesită și mai mare grijă, mai ales spălarea și protejarea suprafeței după curățare.

7.2.6.1. IMPRIMAREA PRIN METODA FOTO

Principalele etape ale imprimării prin metoda fotografică sînt prezentate în figura 7.18.

● Există două categorii de **substanțe fotosensibile protectoare**: *de tip pozitiv* și *de tip negativ*.

Sensibilizatorii de tip pozitiv sînt, normal, insolubili în revelator; prin iluminare regiunile respective devin solubile în băi de revelare acide. Rezultă că, pentru aceștia, clișeul trebuie să fie opac în regiunile care trebuie să fie protejate. Din această categorie fac parte stabilizatori pe bază de substanțe organice cu grupe moleculare slab acide; sub influența luminii, cu ajutorul neutralizatorilor, acestea se transformă în săruri solubile.

Sensibilizatorii de tip negativ sînt substanțe macromoleculare, obișnuit solubile în revelatori; prin iluminare și tratare chimică acestea polimerizează, devenind insolubile. În acest caz, în regiunile care urmează a fi protejate, clișeul trebuie să fie transparent. Sensibilitatea la lumină a acestor substanțe este foarte redusă, maximul se află în albastru-ultraviolet. Ele pot fi ușor manipulate la lumină artificială nu prea intensă, dar trebuie ferite de lumină naturală, becuri supravoltate, cu vapori de Hg și tuburi fluorescente.

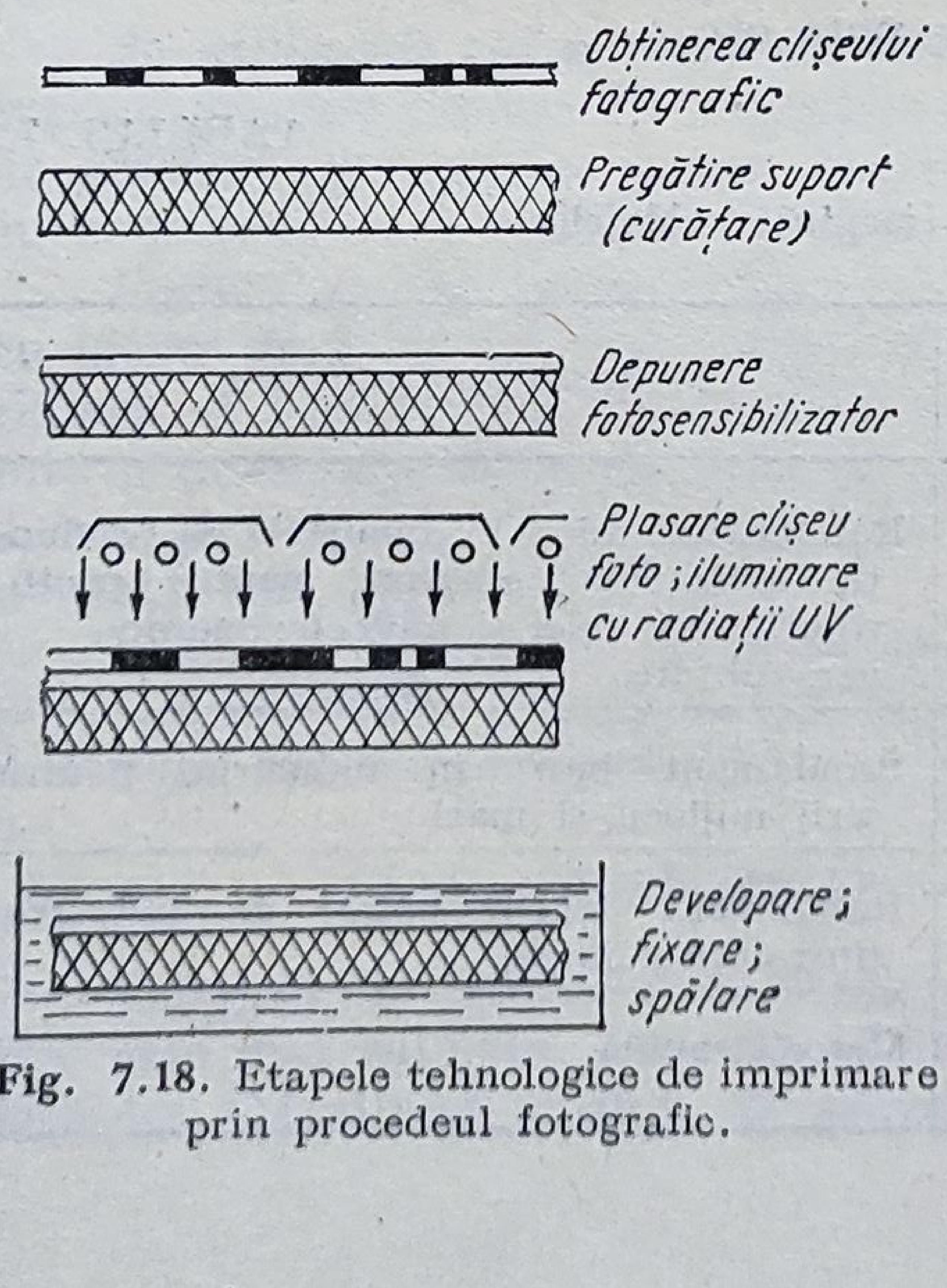


Fig. 7.18. Etapele tehnologice de imprimare prin procedeul fotografic.

● **Impresionarea** se face cu surse cu conținut bogat de ultraviolete: becuri cu halogeni supravoltate, lămpi cu arc, becuri cu vapori de Hg. Durata iluminării este mare (zeci de secunde — zeci de minute). Este necesar ca emulsia să fie impresionată în toată grosimea; altfel, la tratare fie se desprinde de suport (tipul negativ), fie nu se dezvoltă în neutralizatori (tipul pozitiv). Cum emulsiile absorb puternic radiațiile, rezultă necesitatea unei grosimi cît mai mici a peliculei; o grosime de 10 — 40 μm este optimă.

Impresionarea se realizează numai prin copiere, pentru a elimina orice erori datorate aberațiilor. Clișeul (film sau placă) se așază pe suport cu emulsia în contact cu sensibilizatorul. Ilu-

minarea se execută cît mai uniform. Durata se stabilește experimental, în funcție de: tipul sursei și condițiile de alimentare, natura și grosimea fotosensibilizatorului.

Industrial se folosesc instalații cu vid sub formă de dulapuri cu mai multe sertare (rame) în care se plasează suporturile sensibilizate, cu clișeele foto; fiecare sertar este prevăzut cu sistem propriu de iluminare.

Suporturile impresionate sînt *tratate cu solvent sau revelator în băi sau prin ștergere cu buretele*. În final, *se spală* și, dacă e cazul, *se colorează*.

● **Performanțele** realizabile prin procedeul foto sînt foarte ridicate. Se pot realiza ușor trasee de 0,1 mm și chiar mai puțin, iar precizia poate fi mai bună de 0,05 mm. Procedeul prezintă și avantajele marii versatilități, a timpului scurt dintre terminarea desenului și imprimare, a utilajului simplu și ieftin. Este un procedeu foarte indicat în experimentări, prototipuri, serii mici.

Acesta este, de asemenea, un procedeu accesibil și amatorilor, existînd fotosensibilizatori sub formă de spray-uri, foarte ușor de utilizat. Clișeul foto se poate obține cu aparate fotografice de tip vechi, cu burduf. Procedeul foto este, în prezent, singurul utilizabil pentru cablaje cu 3—5 straturi.

Dezavantajul procedeului constă în productivitatea relativ scăzută în raport cu celelalte procedee (serigrafie, offset).

○ **Notă.** Cînd după imprimarea foto urmează o corodare chimică, procedeul se numește *fotogravură*. Fotogravarea se folosește și în alte domenii, ca: fabricarea clișeelor offset, executarea unor forme complicate din folii metalice subțiri, în arta decorativă etc.

7.2.6.2. IMPRIMAREA PRIN METODA SERIGRAFICĂ

● **Principalele etape ale imprimării** prin procedeul serigrafic sînt indicate în figura 7.19. Pentru imprimare se folosește o mască serigrafică. Aceasta constă dintr-o sită cu fire subțiri, cu ochiuri mici, parțial obturate. Porțiunile obturate reproduc imaginea cablajului la scara 1: 1. Masca este fixată într-o ramă și se așază la mică distanță de suportul cablajului (fig. 7.20). În sită se pune o cantitate de cerneală serigrafică. Cu ajutorul unei raclete cerneala este întinsă pe sită. Prin ochiurile libere cerneala se depune pe suport. După ridicarea măștii rămîne imprimat desenul cablajului. Urmează uscarea și controlul vizual al plăcilor.

Sitele serigrafice, cu dimensiuni pînă la 650×900 mm, se execută din: *fire poliamidice* sau *poliesterice*, cu diametre de circa 40 μm și densitatea 80—200 fire/cm; *fire din oțel aliat* de 30—50 μm cu 60—120 fire/cm.

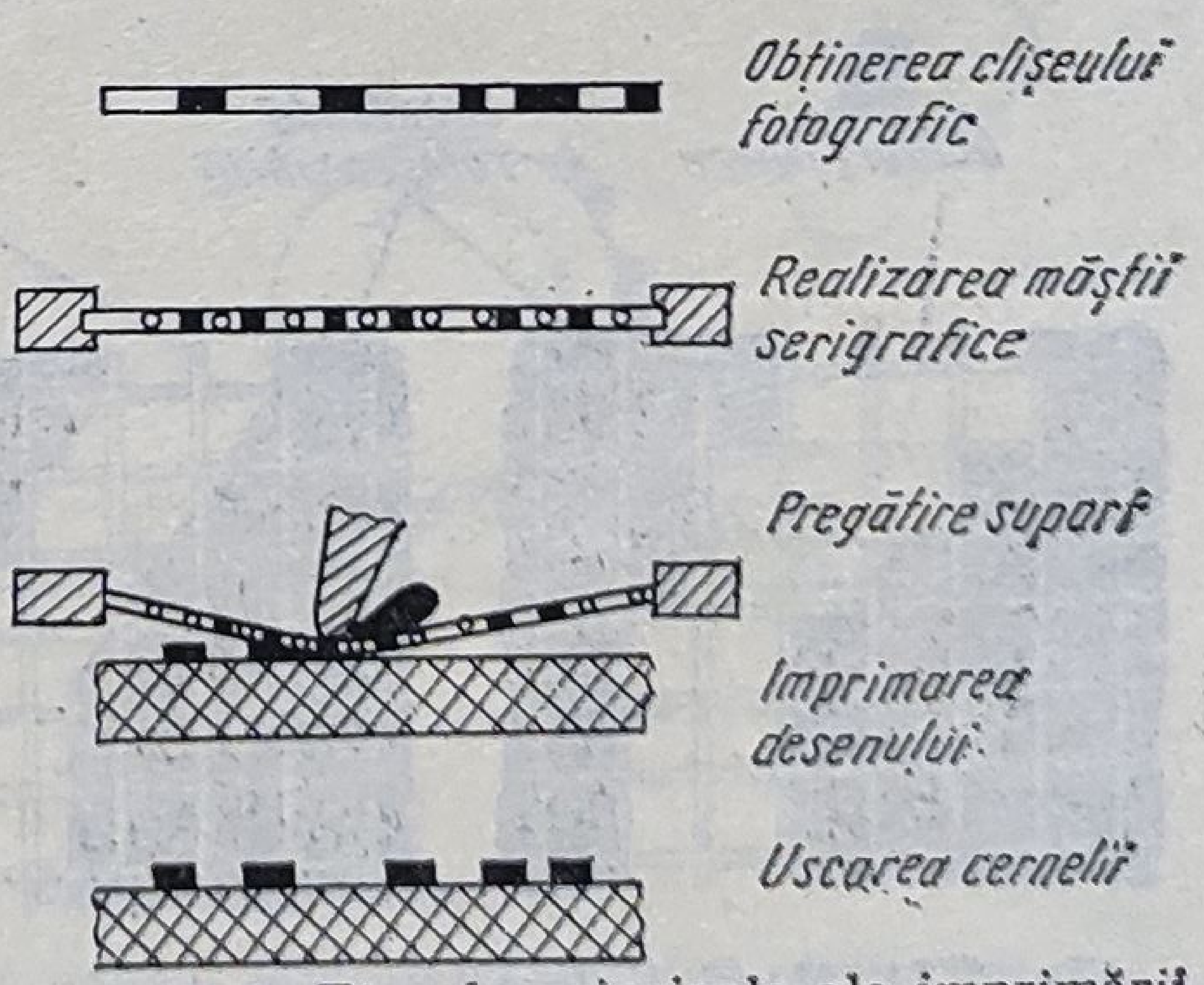


Fig. 7.19. Etapele principale ale imprimării prin procedeul serigrafic.

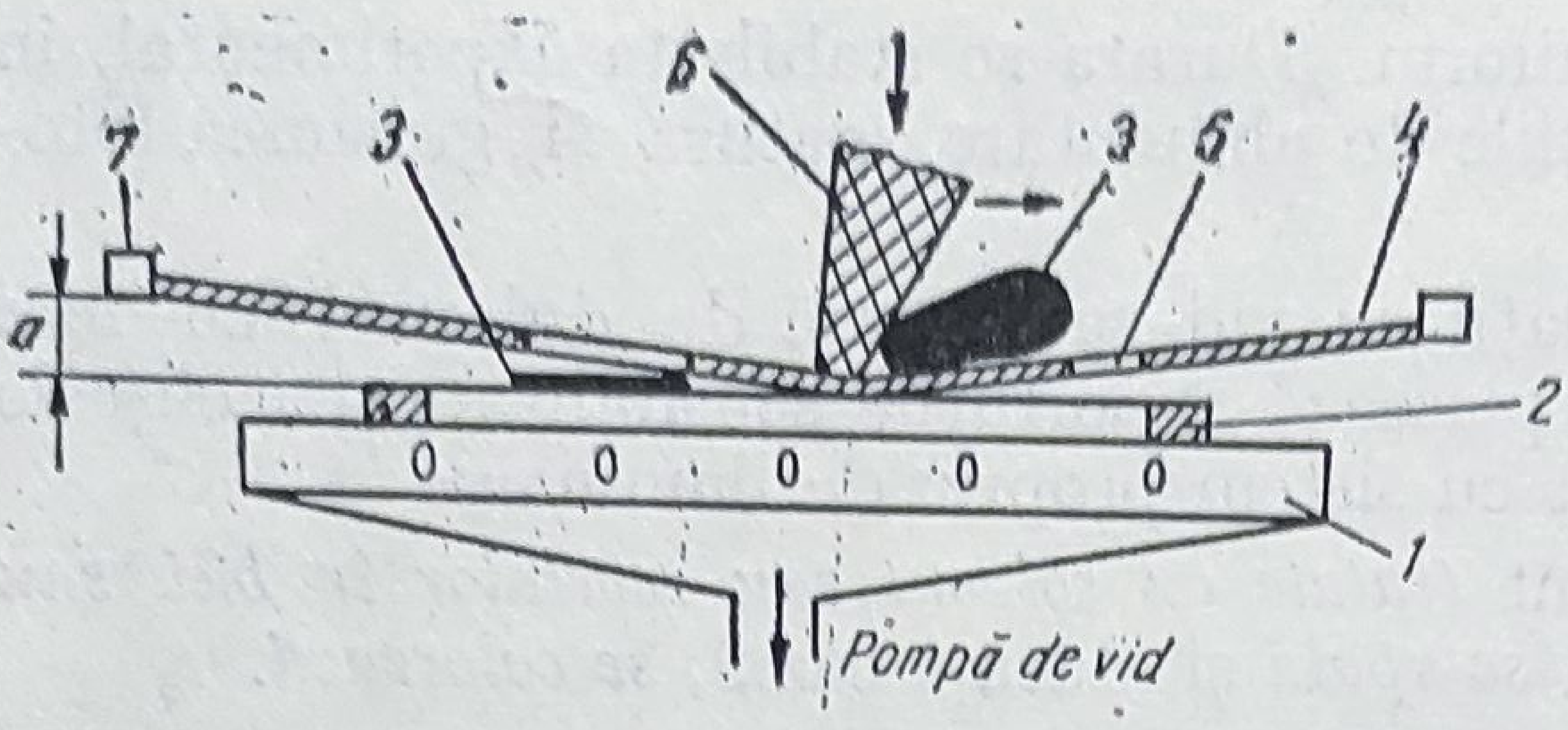


Fig. 7.20. Utilizarea măştii serigrafice la imprimare:
1 — şasiu; 2 — regletă pentru poziţionare; 3 — cerneală serigrafică; 4 — sită serigrafică cu ochiuri obturate; 5 — porţiune neobturată; 6 — racletă; 7 — ramă.

Sitele din fire plastice sînt mai ieftine, pot fi mai fine, dar cu alungire reversibilă mare (2—4%) şi nu rezistă la mai mult de 150—200 imprimări, din cauza deformărilor ireversibile. *Sitele din oţel* sînt mai rezistente, suportă 400—600 imprimări (chiar 1 000, dacă sînt folosite cu grijă).

Sitele se fixează pe rame de obicei din lemn, foarte bine întinse şi pot fi înlocuite.

● Pentru **formarea măştii serigrafice,** se practică două metode: *directă* şi *indirectă*. În ambele metode, înainte de formare sita se curăţă bine şi se degresează cu alcool.

În *metoda directă* sita se impregnează cu o gelatină în stare semilichidă prin întindere cu o racletă. Apoi se introduce într-o baie de sensibilizare foto (la unele produse gelatina devine fotosensibilă prin simplă uscare la întuneric, la 30—35°C). Se pune clişeul cu imaginea cablajului în contact cu sita şi se impresionează cu lumină bogată în ultraviolete. Apoi se developează în apă caldă, în care părţile neexpuse se dizolvă (sensibilizarea se obţine cu bicromat de amoniu); ochiurile iluminate rămîn obturate. Rezultatul apare ca în figura 7.21, *a*. Se observă că marginile traseelor sînt zimţate deoarece un ochi cu o porţiune neiluminată rămîne liber.

În *metoda indirectă* se foloseşte o peliculă de gelatină colorată pe suport de hîrtie, tăiată la dimensiuni ceva mai mari decît ale imaginii. Gelatina se sensibilizează în soluţie de bicromat de amoniu; apoi, umedă încă, se aşază pe un suport temporar din folie elastică transparentă, foarte subţire (mylar). Peste această folie se aşază clişeul foto şi se impresionează. În baia de developare (apă caldă) hîrtia se desprinde, iar gelatina neexpusă se dizolvă; gelatina expusă rămîne pe suportul temporar. Peste gelatină se aşază sita serigrafică deja întinsă pe ramă şi se presează cu un rulou, apoi se usucă la 30—45°C. După uscare se îndepărtează suportul temporar. Rezultatul apare ca în figura 7.21, *b*; marginile traseelor sînt perfect delimitate.

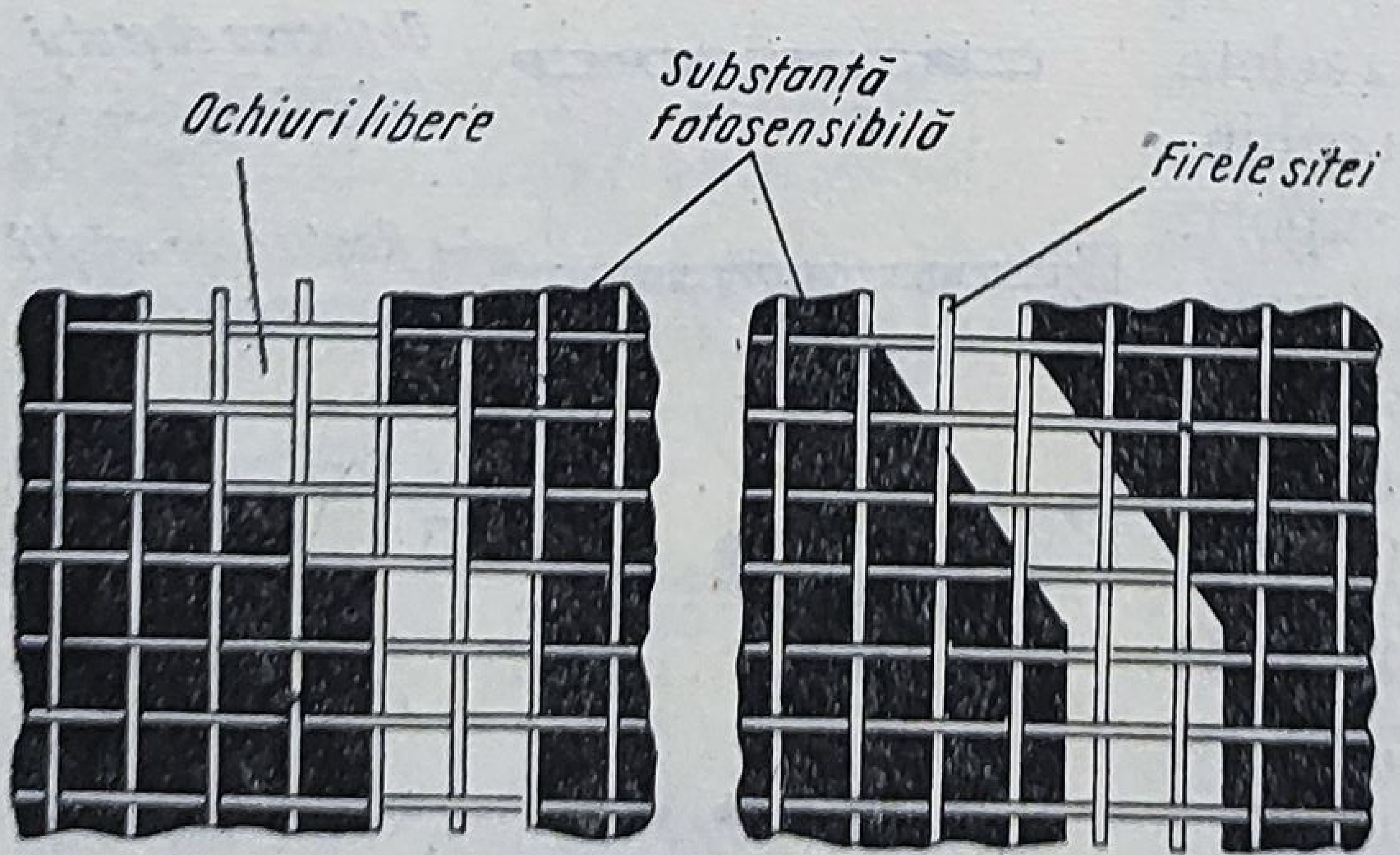


Fig. 7.21. Măşti serigrafice — metode de obţinere: *a* — metoda directă; *b* — metoda indirectă.

După execuţie masca se controlează vizual foarte atent. Se pot face retuşări prin obturarea ochiurilor rămase libere cu soluţie de retuş. Degajarea ochiurilor obturate nu se poate face decît cu mari dificultăţi.

● **Cerneala serigrafică** este greu sicativă, rezistentă la acizi, cu viscozitate mare, totuşi suficientă pentru o întindere de 20—50 μm necesară astupării spaţiilor ocupate de firele sitei. Viscozitatea optimă se stabileşte prin încercări.

● **Performanţe**. Procedeul de imprimare serigrafică este destul de complicat, necesită utilaje relativ scumpe şi manoperă calificată, mai ales pentru obţinerea măştilor. În schimb are productivitate foarte mare, mai ales raportată la preţul utilajelor. Se pot realiza uşor trasee de 0,5—0,25 mm cu precizii de 0,2—0,1 mm.

Avantajele menţionate fac ca acest procedeu să fie cel mai utilizat în industrie, pentru cablaje cu 1 şi 2 straturi, atît pentru bunuri de larg consum, cît şi profesionale.

7.2.6.3. IMPRIMAREA PRIN METODA OFFSET

Metoda derivă din procedeul de imprimare fotografică offset.

● **Principiul metodei** este expus în figura 7.22. Se foloseşte un clişeu offset (zincografic) constînd dintr-o placă metalică pe care este executată, în relief, imaginea cablajului. În adînciturile clişeului se pune, cu ajutorul unui cilindru cauciucat, cerneală (lac) protectoare de tipul celei utilizate în serigrafie. Un alt cilindru din oţel, acoperit cu cauciuc special, rulează fără alunecare pe clişeu, preluînd cerneala din adîncimi şi depunînd-o, tot prin rulare fără alunecare, pe suportul cablajului. Întregul ansamblu de rulouri, se deplasează cu mare precizie, aşa încît la fiecare trecere cerneala să fie preluată şi depusă exact în aceleaşi regiuni. Din acest motiv, maşinile de imprimare offset sînt foarte scumpe şi nu se justifică decît la o producţie de foarte mare serie. În acest caz, marea productivitate a procedeului constituie un avantaj.

● **Clişeul offset** se execută din plăci de Zn sau Al prin fotogravură. După imprimarea desenului cablajului pe placa de metal, aceasta se corodează chimic pe o mică adîncime (cîţiva μm). După imprimare plăcile se usucă.

● **Performanţe.** Faţă de serigrafie şi foto, procedeul offset prezintă avantajul unei productivităţi mai mari; în schimb utilajele sînt mult mai scumpe. Calitatea imprimării este ceva mai slabă decît în procedeele anterioare.

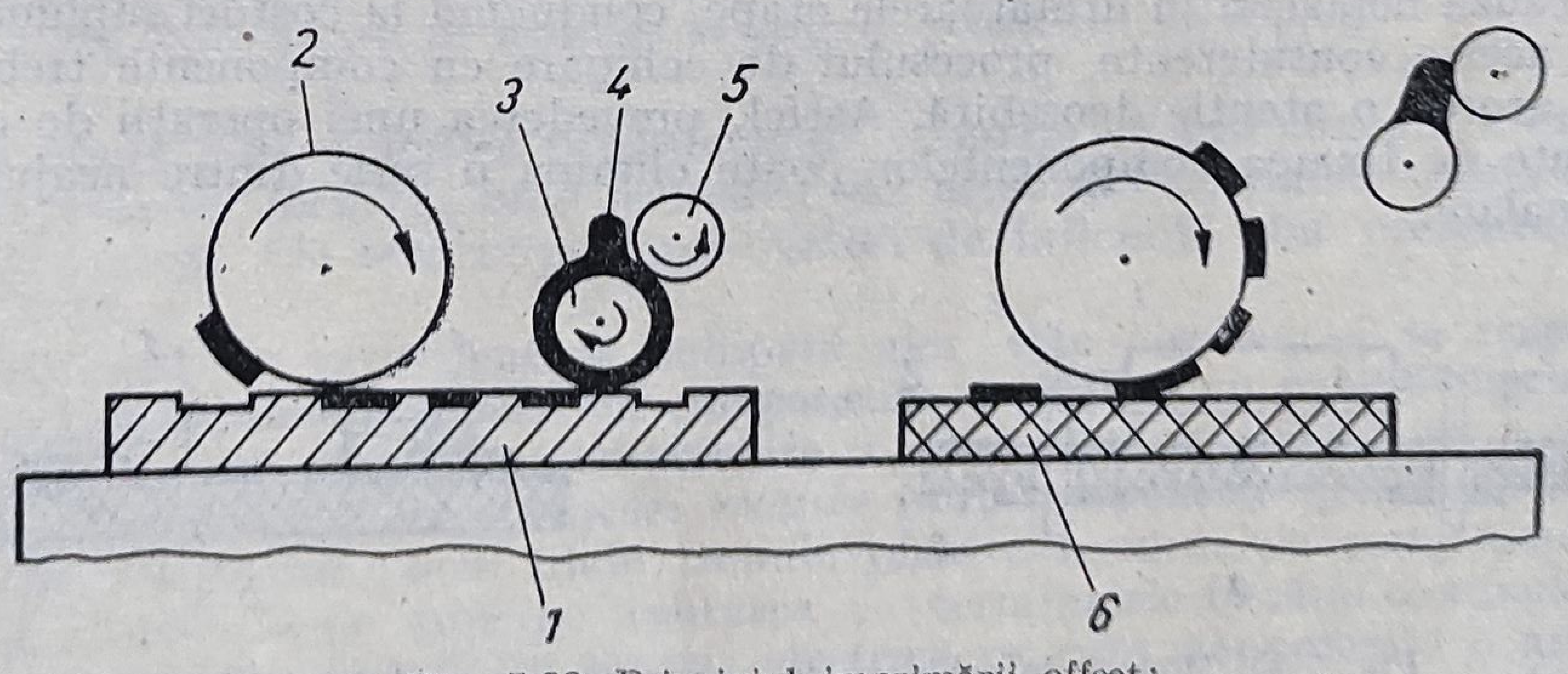


Fig. 7.22. Principiul imprimării offset:

1 — desen offset; 2 — tambur pentru imprimare; 3 — rulou pentru umplerea clişeului cu cerneală; 4 — cerneală; 5 — cilindru pentru acoperirea şi dozarea cernelii pe ruloul 3; 6 — suport.

7.2.6.4. PROCEDEUL XEROGRAFIC

În ultimul timp a apărut o nouă metodă de imprimare industrială a desenelor cablajelor, derivată din xerografie (XEROX).

● **Principiul metodei.** Se folosește un stratificat placat, pe a cărui față cuprată se depune o peliculă subțire de lac pe bază de oxid de zinc. Suportul este trecut cu pelicula de lac pe sub o rețea de fire metalice aflate la înaltă tensiune (6 kV). Ca urmare, pelicula (și cuprul) se încarcă electrostatic, rămînînd astfel destul de mult dacă se păstrează la întuneric. În această stare, se proiectează imaginea cablajului în pozitiv. În zonele iluminate oxidul de Zn devine semiconductor și descarcă suprafața exterioară a lacului. O pulbere fină din masa plastică termoplastă se încarcă pozitiv prin frecare cu particule fine de fier (prin amestecare). Amestecul este menținut cu un magnet permanent. Suportul trece prin fața acestui amestec, iar pulberea termoplastă încărcată pozitiv este atrasă de zonele încărcate negativ ale lacului (neiluminate). Urmează o încălzire cu infraroșii și pulberea se topește formînd o peliculă fină, continuă. Cu un solvent potrivit se înlătură lacul cu oxid de Zn din zonele neprotejate. Pe suport rămîne imaginea, în pozitiv, a cablajului.

● **Performanțele procedeului,** comparativ cu cele clasice, sînt modeste. Marele avantaj este însă rapiditatea și faptul că nu necesită clișeu foto. Se poate spera într-o perfecționare rapidă și răspîndire mare a procedeelor de acest tip.

7.3. TEHNOLOGIA ECHIPĂRII CABLAJELOR IMPRIMATE

Faza de echipare cu componente se caracterizează prin faptul că acestea (fie că sînt discrete, fie integrate) se plasează pe placa de circuit imprimat concepută în faza de proiectare constructivă ținînd seama de dimensiunile geometrice ale componentelor.

Se disting (fig. 7.23) două moduri de *echipare* a plăcilor imprimate: fie prin *plantarea terminalelor componentelor în găuri*, fie prin *așezarea acestora direct pe contactele de lipire*.

Deoarece echiparea cu componente reprezintă prima fază în realizarea montajului, greșelile ce intervin în această fază, dacă rămîn neremediate, pot cauza neplăceri în următoarele etape, conducînd la costuri suplimentare. Din aceste considerente, procesului de echipare cu componente trebuie să i se acorde o atenție deosebită. Astfel, prevederea unei operații de control înainte de fixarea componentelor poate elimina o serie dintre neajunsurile semnalate.

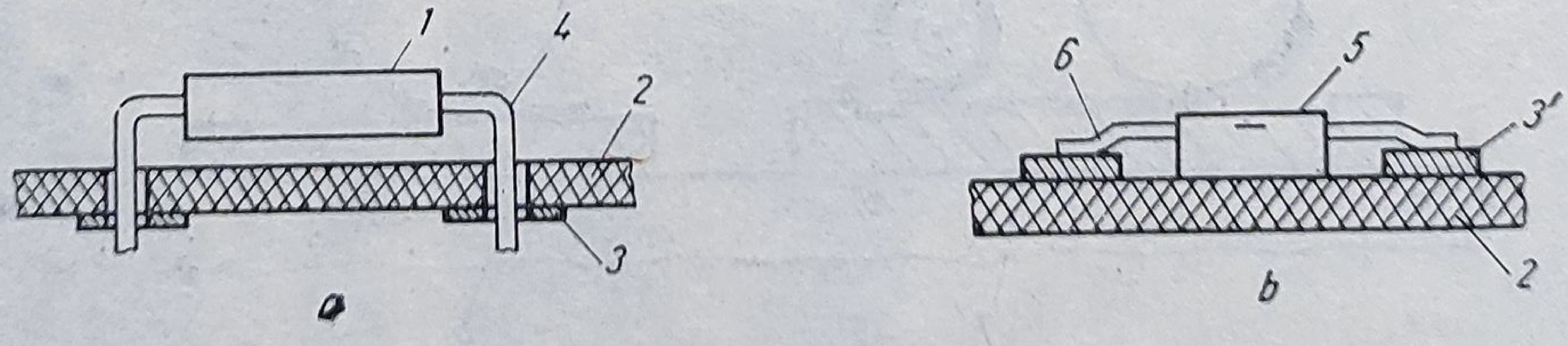


Fig. 7.23. Moduri de echipare cu componente a cablajului imprimat:
a — plantarea terminalelor în găuri; *b* — așezarea terminalelor direct pe contactele de lipire; *1—5* — corpul componentei; *2* — suport izolant; *3* — ochi (pastilă) de lipire; *3'* — suprafață de lipire; *4—6* — terminalul componentei.

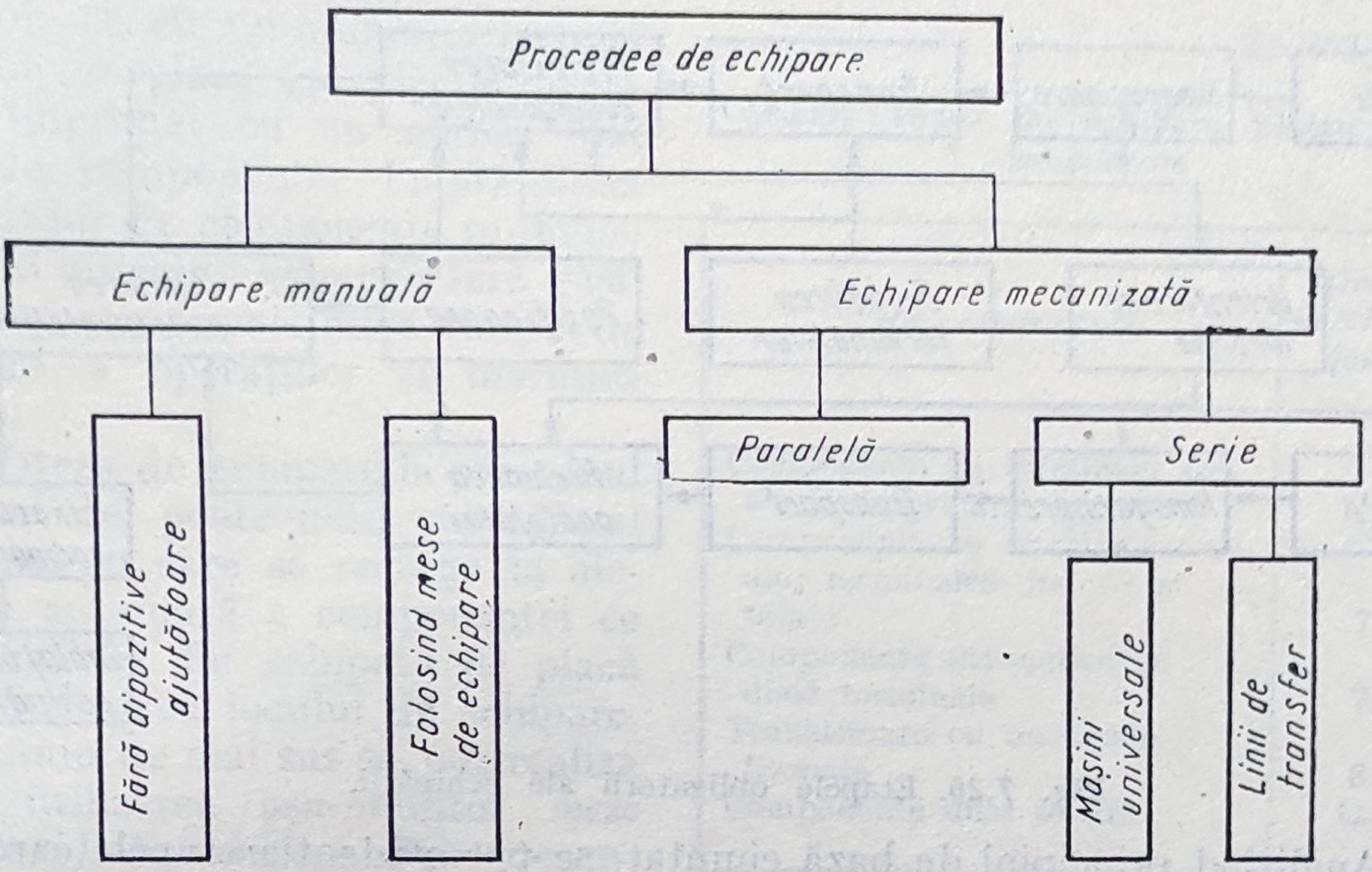


Fig. 7.24. Procedee de echipare cu componente a cablajelor imprimate.

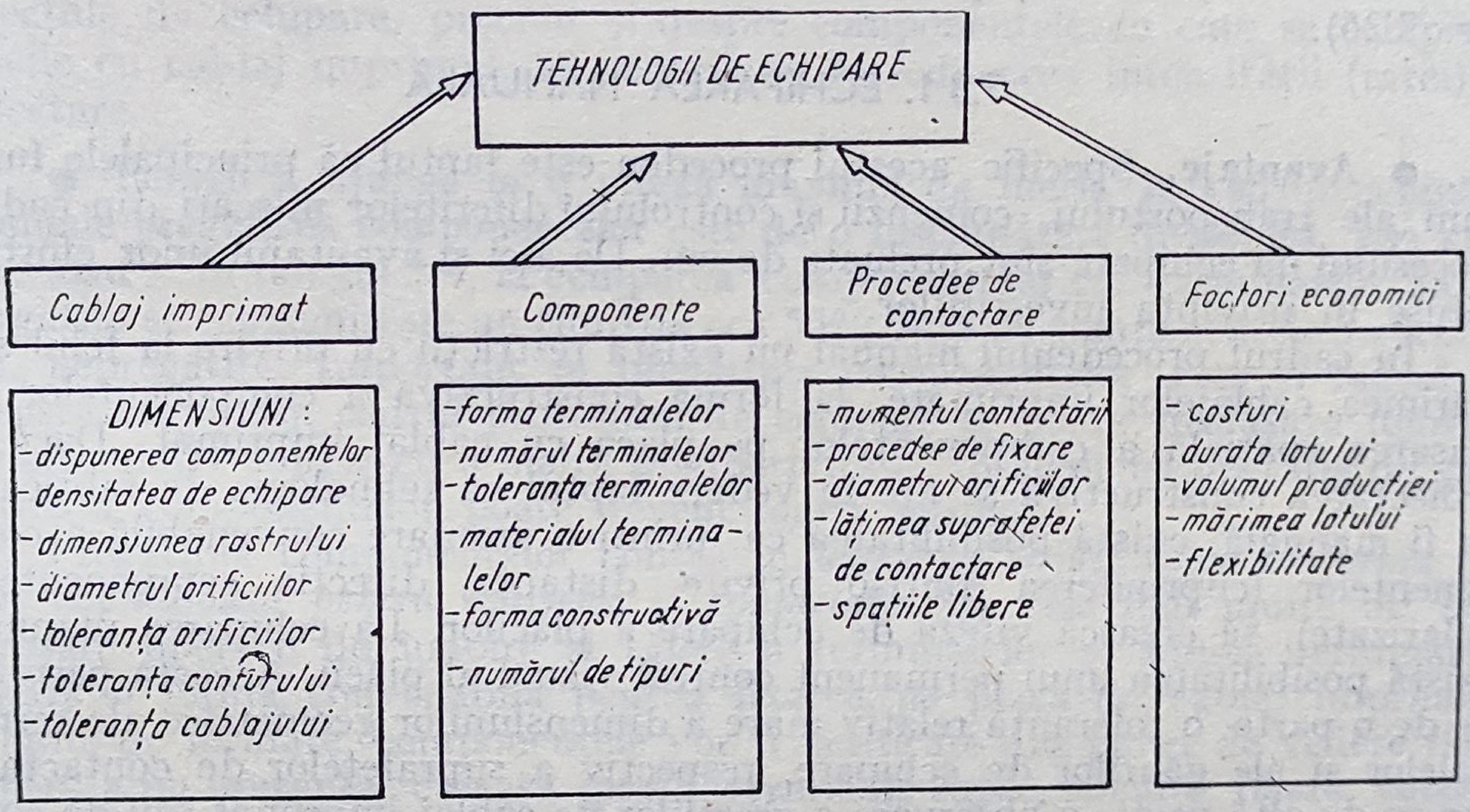


Fig. 7.25. Factori de influență în alegerea procedeelor de echipare.

În figura 7.24 se indică procedeele de echipare cu componente a cablajelor imprimate. Alegerea unui procedeu sau altul se face ținînd seama de o serie de factori. Cei mai importanți factori de influență sînt prezentați în figura 7.25.

Indiferent de procedeul de echipare ales, este necesar să se respecte **principiul de bază al echipării cu componente a plăcilor cu cablaj imprimat,** și anume: la echiparea cu componente a cablajului imprimat *se impune posibilitatea existenței unei mișcări relative între componentă* (terminalele ei) *și cablajul imprimat* (locul unde trebuie plasate terminalele componentei). Aceasta, pentru a se crea posibilitatea ca terminalele fiecărei componente să-și preia poziția dictată de funcția electrică pe care componenta o are în subansamblu, pe de o parte, și poziția dictată de contactarea în cablajul imprimat, pe de altă parte. Poziția trebuie menținută pînă la efectuarea contactării (fixării componentei de placa cu cablaj imprimat).

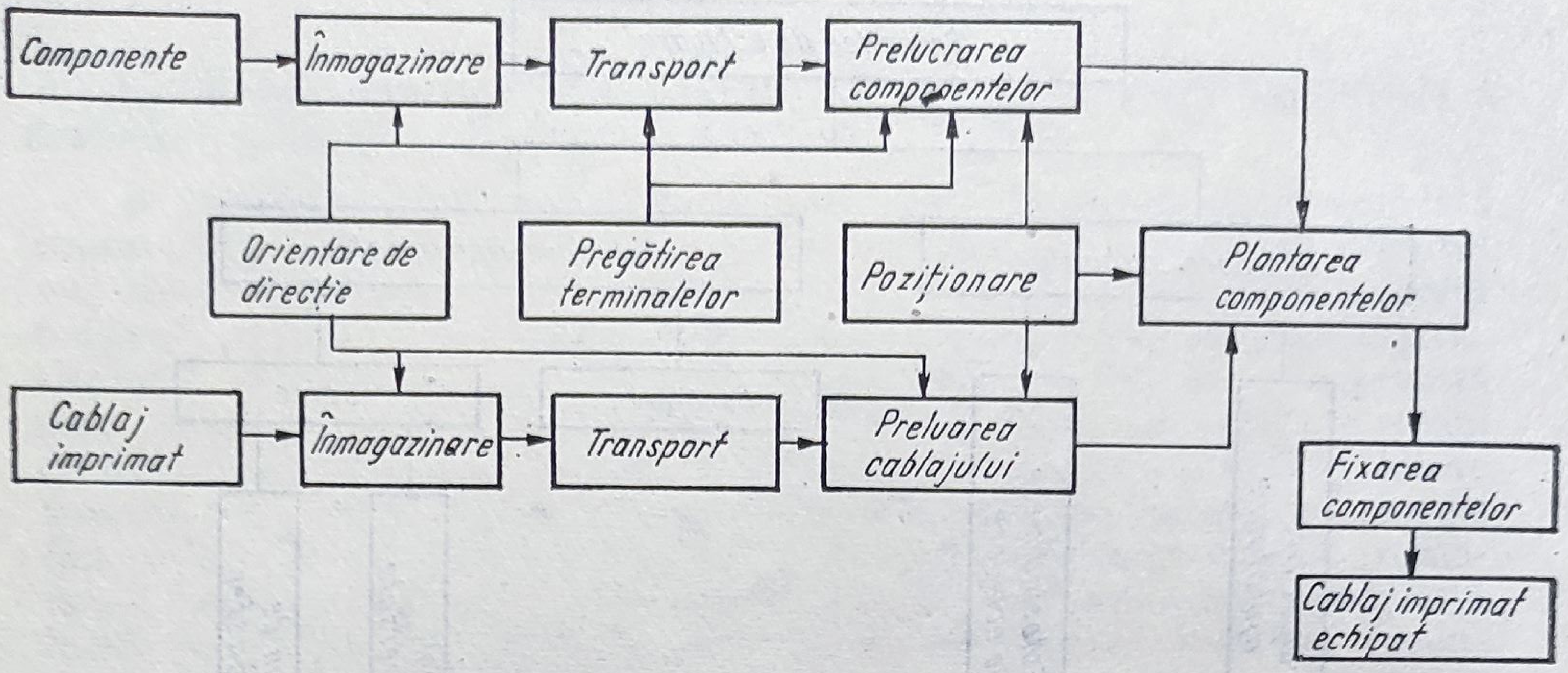


Fig. 7.26. Etapele obligatorii ale echipării.

Analizînd principiul de bază enunțat, se pot evidenția etapele care trebuie să le conțină orice procedeu de echipare cu componente electronice (fig. 7.26).

7.3.1. ECHIPAREA MANUALĂ

● **Avantaje.** Specific acestui procedeu este faptul că principalele funcțiuni ale transportului, comenzii și controlului diferitelor mișcări din cadrul procesului de echipare sînt preluate de om. De aici și avantajul unor eforturi reduse în privința investițiilor.

În cadrul procedeului manual nu există restricții cu privire la felul sau mărimea cablajelor imprimate, la forma constructivă a componentelor, la plasarea spațială a componentelor pe placa cu cablaj imprimat. Dacă la proiectarea constructivă se are în vedere faptul că tehnologia de fabricație va fi manuală, există posibilitatea ca, printr-o aranjare convenabilă a componentelor (cuprinderea dintr-o privire, distanța, direcția componentelor polarizate), să crească viteza de echipare a plăcilor. La echiparea manuală există posibilitatea unui permanent control vizual al plăcii. Aceasta permite, pe de o parte, o toleranță relativ mare a dimensiunilor geometrice ale terminalelor și ale găurilor de echipare, respectiv a suprafețelor de contactare, iar pe de altă parte, o observare a greșelilor de cablaj imprimat sau de componente, în orice moment al procesului de echipare.

● Un **dezavantaj** esențial al echipării manuale față de cea mecanizată este durata destul de mare de echipare cerută de procedeul manual și, în corelație cu aceasta, necesitatea existenței unui personal muncitor numeros.

● **Viteza de echipare.** În tabelul 7.4 sînt indicate cîteva tipuri de componente împreună cu durata aproximativă a echipării lor pe placa cu cablaj imprimat. Din tabel se poate observa că durata de echipare crește o dată cu numărul și aranjarea terminalelor pe care le prezintă componenta. De asemenea, componentele polarizate reclamă un timp mai mare de echipare față de componente similare nepolarizate.

Trebuie, de asemenea, scos în evidență faptul că în cadrul procedeului de echipare manual, fără dispozitive ajutătoare, este necesară o perioadă de instruire a personalului muncitor cu operațiile pe care urmează să le execute. În mod normal, fiecărui muncitor îi este necesar un anumit timp pentru ca să ajungă la o viteză corespunzătoare de execuție. Acest timp este cu atît

mai mic cu cît un muncitor trebuie să echipeze placa sau plăcile de cablaj imprimat cu un număr mai mic de componente. La stabilirea numărului de componente ce revine fiecărui muncitor este necesară găsirea unui compromis între timpul de însușire a operațiilor și mărimea lotului.

TABELUL 7.4

Durata tipică de echipare pentru 100 componente

Tipul componentei	*Durata de echipare* [min]
Componente cu terminale axiale fără formare	10 – 20
Componente cu terminale axiale; terminalele îndoite și tăiate	7 – 10
Componente prismatice cu două terminale	7 – 10
Tranzistoare cu terminale formate	8 – 12
Componente dual in line	12 – 20

Viteza de echipare la procedeul manual se poate mări substanțial în cazul în care se recurge la alegerea automată a componentei ce urmează să fie echipată pe placă și la marcarea locului de echipare. Cele amintite mai sus se pot realiza prin utilizarea așa-numitor *mese (posturi) de echipare*. Prin prezentarea de informații despre locurile și direcțiile de echipare, precum și despre componentele cu care se echipează plăcile cu cablaj imprimat, se contribuie la reducerea intensității (ratei) de defectare.

● Pentru a ajunge la o viteză maximă de lucru, în cadrul echipării manuale **pregătirea componentelor** este de o însemnătate deosebită. Așa cum s-a văzut și în tabelul 7.4, la echiparea componentelor cu terminalele axiale pregătite se economisește un timp de cca 50% față de componentele de același tip, nepregătite. Important în pregătirea componentelor este și faptul că această etapă din cadrul procesului de echipare se poate desfășura folosind utilaje relativ simple cu o înaltă productivitate. În acest fel operația de pregătire a componentelor poate deveni foarte ieftină.

Pregătirea componentelor constă în *aducerea terminalelor în forma cea mai avantajoasă pentru echipare și contactare*. De cele mai multe ori sînt necesare operații de îndoire și tăiere a terminalelor și adesea terminalele capătă o formă convenabilă pentru fixarea pe placa de cablaj imprimat. Înainte de formare, componentele vor fi verificate din punct de vedere fizic pentru a nu prezenta: carcasă spartă, terminale rupte, sficuite, tăiate, vopsea exfoliată, marcaj șters ilizibil.

Componentele se vor forma astfel încît marcajul să se poată citi cu ușurință, privind perpendicular pe fața cu componente a plachetei (cu marcajul în sus). Porțiunea de cambrare să fie aproximativ egal depărtată față de cota terminală a corpului componentei. Terminalele componentei să fie perpendiculare pe cablajul imprimat (unghi 90°). Scula cu care se formează nu trebuie să lase amprente sau să producă sficuiri pe terminale în porțiunea de cambrare. Se va evita crearea de tensiuni mecanice în raza de îmbinare a terminalului cu corpul componentei, tensiuni ce pot duce la întreruperea contactului electric.

○ **Notă.** În dorința eliminării etapei de pregătire a terminalelor, foarte multe tipuri de componente au terminalele gata formate o dată cu fabricarea lor. Acestei categorii de componente îi aparțin circuitele integrate în capsule „dual in line", flat pack, componente prismatice etc. Componentele cu terminalele axiale de

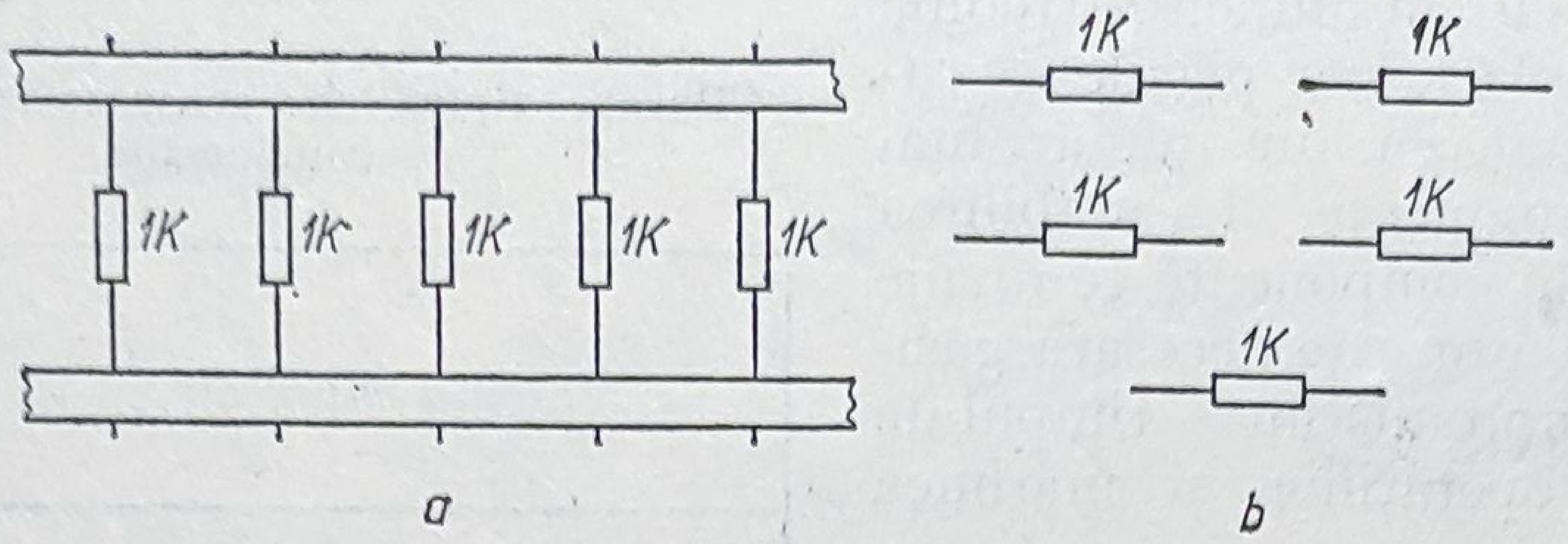


Fig. 7.27. Forme de prezentare a componentelor pasive: *a* — benzi de componente; *b* — componente individuale.

tipul tranzistoarelor, diodelor, circuitelor integrate în capsulă rotundă și cea mai mare parte din condensatoare trebuie pregătite prin tăierea și îndoirea terminalelor.

Pentru *tăierea și îndoirea terminalelor componentelor* există *utilaje* care pot prelucra atît componente care se prezintă sub forma unor benzi de componente (fig. 7.27, *a*), cît și componente individuale (fig. 7.27, *b*). Aceste utilaje permit realizarea de operații de tăiere, îndoire la diferite dimensiuni. Ele pot prelucra 100—500 de componente pe minut dacă vin sub formă de bandă sau cca. 25 de componente individuale pe minut. În ultimul caz, montarea de fiecare dată a componentei în dispozitivul de îndoire și tăiere duce la lungirea timpului de pregătire a componentelor.

În afară de utilaje există și *scule* care permit pregătirea componentelor. O asemenea sculă este *pistolul de formare*, care permite îndoirea terminalelor componentei la dimensiuni reglabile. Scula nu este de mare productivitate, ea putînd fi întrebuințată mai ales în producția de serie mică, prototipuri, unicate etc.

În figura 7.28 se prezintă comparativ exemple de formare corectă și deficientă a terminalelor componentelor.

7.3.1.1. ECHIPAREA MANUALĂ FĂRĂ DISPOZITIVE AJUTĂTOARE

Componentele fiind pregătite, urmează ca muncitorul să ia componenta, să o plaseze și să o fixeze în locul corespunzător de pe placa cu cablaj imprimat. Pentru ca acest proces să se desfășoare într-un timp cît se poate de scurt, este necesară atît o aranjare avantajoasă a plăcii cu cablaj imprimat și a componentelor pe masa de lucru, cît și o indicare a componentei și a locului unde aceasta trebuie să fie plasată.

Există multiple **metode care să permită indicarea locului unde trebuie plasată componenta.** Metoda cea mai des întrebuințată constă în *realizarea desenului de echipare pe partea unde se plasează componentele pe cablajul imprimat.* Desenul conține denumirea, numărul și direcția de poziționare. Aceleași simboluri se găsesc pe recipientul care conține componenta. Adesea, în locul desenului de poziționare se poate folosi o *placă cu cablaj imprimat gata echipată.*

Experimental, s-a putut observa că cele mai multe greșeli ce apar la echiparea manuală se datoresc umplerii incorecte a recipienților cu componente; greșeli de tipul celor cauzate de plasarea componentelor în orificii greșite sau pe direcții greșite sînt mult mai rare.

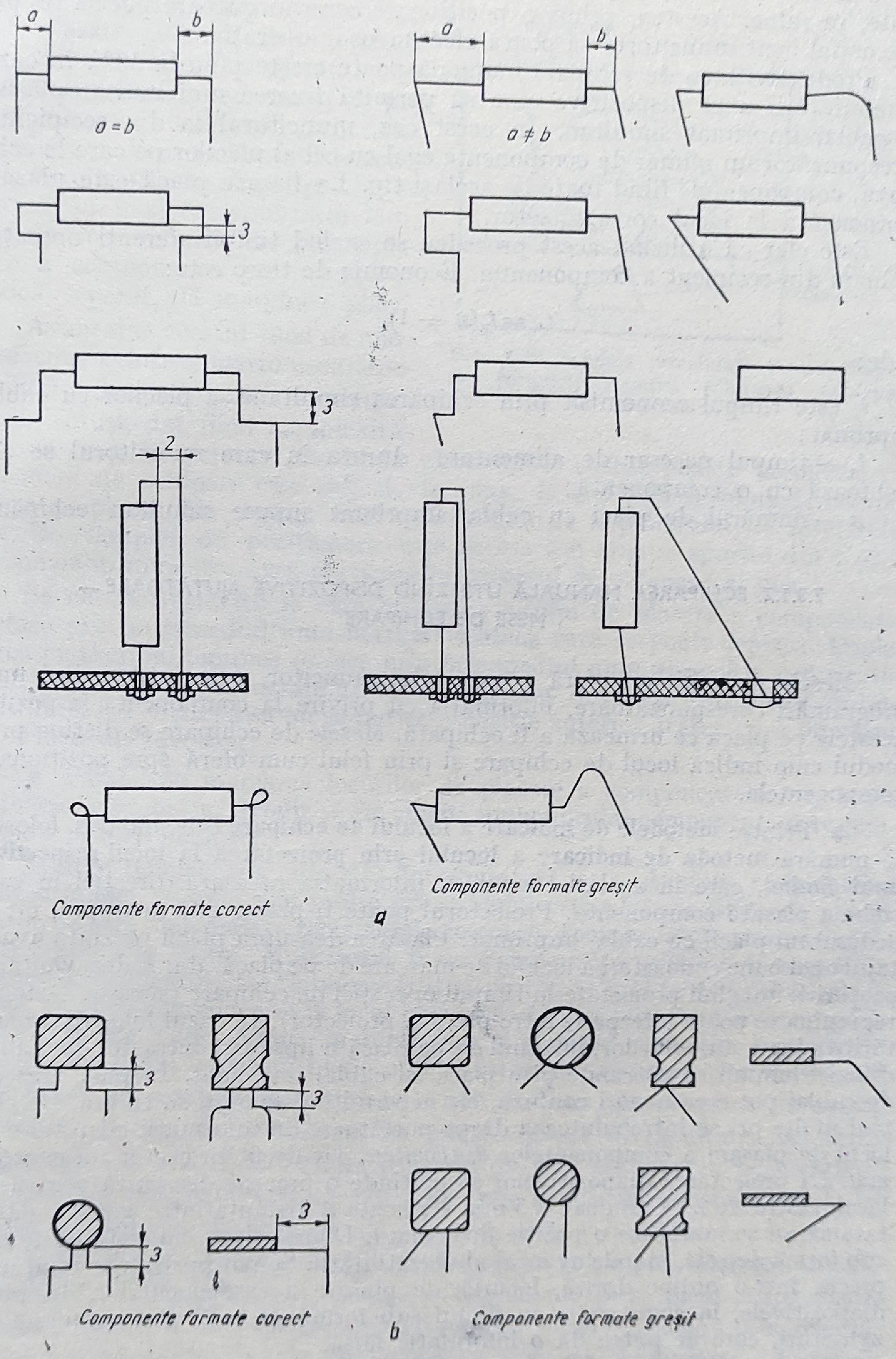


Fig. 7.28. Formarea componentelor:
a — cu terminale axiale; *b* — cu terminale pentru implantare.

Plăcile cu cablaj imprimat sînt fixate pe durata echipării cu componente, în rame. Acestea, printr-o poziționare corespunzătoare pot să fie plasate astfel încît muncitorul să poată efectua ușor operația.

Productivitatea de echipare manuală poate crește pînă la 30% în cazul întrebuințării unor dispozitive care să permită fixarea mai multor plăcuțe cu cablaj imprimat simultan. În acest caz, muncitorul ia din recipientul corespunzător un număr de componente egal cu cel al plăcilor pe care le echipează, componentele fiind toate de același tip. La fiecare placă este plasată componenta la locul corespunzător.

Este clar că utilizînd acest procedeu se exclud timpii aferenți operației de luare din recipient a componentei. Economia de timp este:

$$t_e = t_a(n - 1),$$

unde:

t_e este timpul economisit prin echiparea simultană a plăcilor cu cablaj imprimat;

t_a — timpul necesar de alimentare, durata în care muncitorul se alimentează cu o componentă;

n — numărul de plăci cu cablaj imprimat supuse simultan echipării.

7.3.1.2. ECHIPAREA MANUALĂ UTILIZÎND DISPOZITIVE AJUTĂTOARE — MESE DE ECHIPARE

Mesele de echipare oferă personalului muncitor, prin intermediul unei programări corespunzătoare, informația cu privire la componenta și poziția acesteia pe placa ce urmează a fi echipată. Mesele de echipare se disting prin modul cum indică locul de echipare și prin felul cum oferă spre poziționare componentele.

● Printre **metodele de indicare a locului de echipare** cele mai des folosite se numără **metoda de indicare a locului prin proiectarea la locul respectiv a unui simbol,** care în același timp dă și informația necesară direcției în care trebuie plasată componenta. Proiectorul poate fi plasat atît deasupra, cît și dedesubtul plăcii cu cablaj imprimat. Plasarea deasupra plăcii prezintă avantajul unei bune cunoașteri a locului de marcare de pe placă, dar și dezavantajul acoperirii imaginii proiectate în timpul operației de echipare (aceasta — deoarece mîna se poate interpune între placă și proiector). În cazul folosirii proiectării de jos a simbolurilor, imaginii de pe placă îi lipsește contrastul din cauza difuziei luminii ce pătrunde prin placa cu cablaj imprimat. În plus, traseele de cablaj pot crea uneori confuzii, ele nepermițînd luminii să treacă. De cele mai multe ori se întrebuințează drept purtătoare de informații cu privire la locul de plasare a componentelor *diapozitive*, iar drept proiector un *aspectomat.* La proiectarea diapozitivelor se pretinde o precizie deosebită pentru ca la un rastru de 2,54 mm sau 2,5 mm cît poate fi distanța între găurile alăturate să nu se marcheze o poziție învecinată. Diapozitivele au, față de filmul sub formă de rolă, marele avantaj al versatilității. Se pot poziționa, mult mai precis, într-o ordine dorită, locurile de plasare a componentelor. În plus, diapozitivele, în comparație cu filmul sub formă de rolă, sînt protejate de zgîrieturi, care ar putea da o informație falsă.

O altă posibilitate de a marca poziția în care trebuie plasată componenta este aceea a **utilizării „lămpilor de coordonate“.** Pe placa de cablaj imprimat se proiectează o rețea sub forma unui rastru avînd pasul de 2,54 mm

sau 2,5 mm. La marginea rastrului sînt plasate, atît pe abscisă cît și pe ordonată, lămpi la distanța rastrului utilizat. Fiecare punct de poziționare este caracterizat prin două coordonate. Prin programul de echipare al plăcii de cablaj imprimat se aprind în mod corespunzător lămpile de poziționare. Direcția de plasare a componentei pe plăcuță se indică separat, la marginea plăcii.

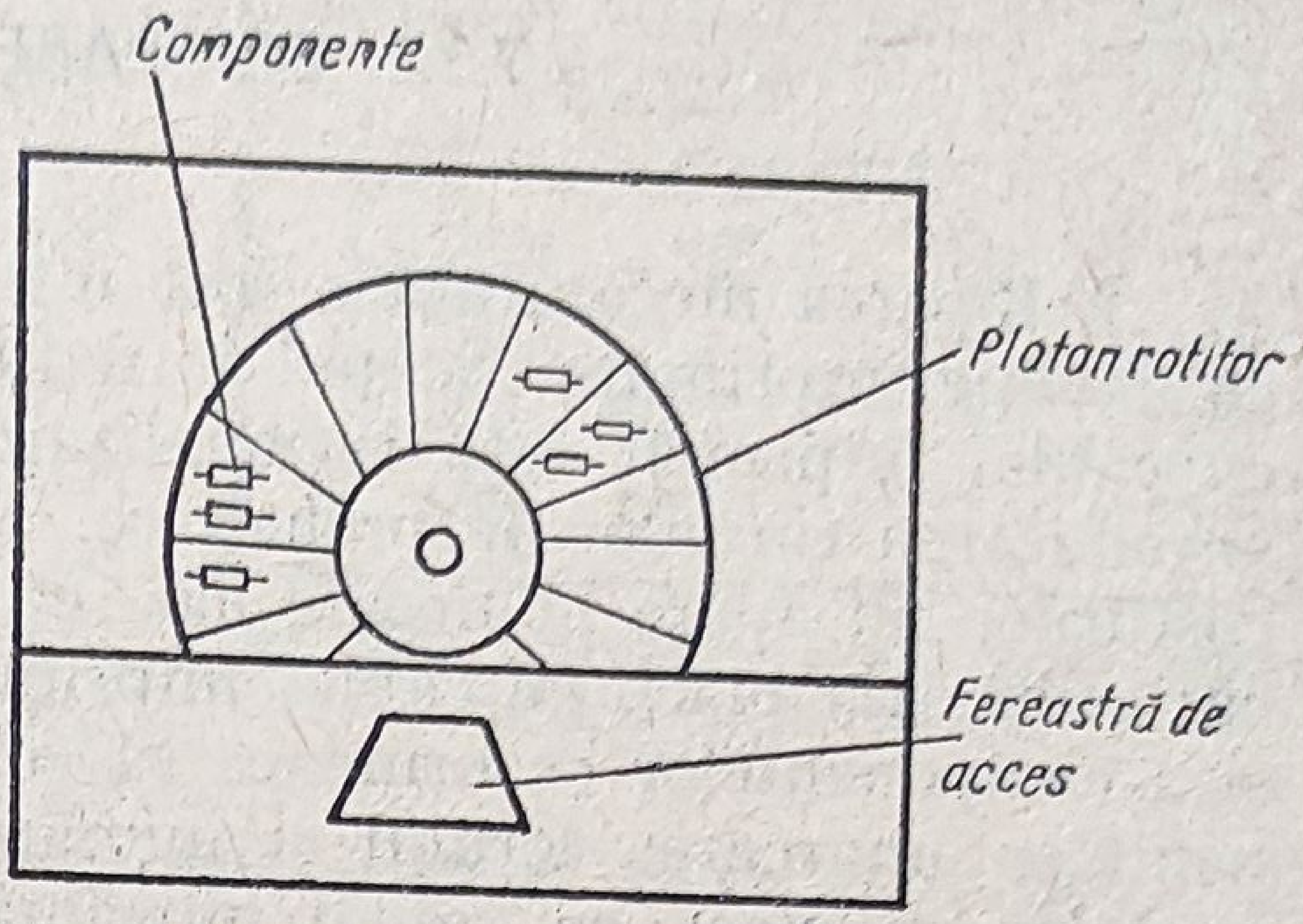


Fig. 7.29. Schema principială a unei magazii cu recipienți pentru echiparea cablajelor imprimate.

Avantajul acestui mod de marcare constă într-o foarte ușoară posibilitate de programare a poziționării. Totuși, dat fiind complexitatea în ceea ce privește comanda electronică, costul pentru asemenea tip de mese de echipare este ridicat. În plus, la o densitate mare de componente pe placă, din cauza unei dificile găuriri a punctului de intersecție dat de lămpile de poziționare, este necesară o atenție sporită din partea personalului muncitor care participă la procesul de echipare al plăcii.

Se cunosc instalații la care indicarea locului de plasare a componentei se face prin intermediul unui **marker luminos care se poate deplasa.** Deplasarea markerului luminos se face prin intermediul unui dispozitiv gen pantograf. Deplasarea pantografului este efectuată de muncitor într-o ordine prestabilită. Pentru ca să nu se indice o poziție anterior arătată, s-a prevăzut un sistem de zăvorîre.

● Paralel cu marcarea locurilor de plasare a componentelor, la toate metodele prezentate, **trebuie să fie oferită muncitorului componenta corespunzătoare poziției indicate.**

Soluția tehnică cea mai des întrebuințată este **sistemul recipientelor transportabile.** De cele mai multe ori sistemul este alcătuit dintr-un platan rotitor pe care sînt plasate recipientele ce conțin componentele necesare echipării plăcii (fig. 7.29). Muncitorul preia componenta printr-o fereastră de acces din recipientul care, la momentul respectiv, se află în dreptul ferestrei. După plasarea componentei în locul indicat se dă comanda de marcare a poziției următoare. Concomitent, se deplasează și platanul ce conține recipientele cu componentele, astfel că în dreptul ferestrei de aprovizionare se va găsi recipientul cu componentele necesare noii marcări de pe placa cu cablaj imprimat. Dezavantajul metodei prezentate constă în rigiditatea urmăririi programului. Orice schimbare de program duce la schimbarea recipienților.

O altă posibilitate prin care se pot pune la dispoziție componentele în același loc și în același timp cu un grad ridicat de versatilitate a componentelor este metoda prin care **diverse recipiente se golesc prin intermediul unei comenzi.** Astfel, în funcție de tipul de componentă ce se plasează pe placa de cablaj imprimat, din recipientul corespunzător cade o singură componentă într-un recipient colector, la care persoana care echipează placa are acces.

o **Notă.** Varianta prezentată se pretează numai pentru componentele prismatice.

7.3.2. ECHIPAREA MECANIZATĂ

Echiparea mecanizată a fost introdusă o dată cu întrebuințarea plăcilor cu cablaje imprimate. Scopul introducerii de mașini care să echipeze plăcile cu cablaj imprimat este raționalizarea fabricării prin micșorarea costurilor și reducerea timpilor de prelucrare. Față de echiparea manuală, micșorarea costurilor nu apare în fiecare caz, ea fiind dependentă de o serie de factori ca: geometria plăcii cu cablaj imprimat; toleranța plăcii cu cablaj imprimat și a componentelor ce urmează să echipeze placa; geometria și tipul componentelor; marcarea lotului și numărul anual de bucăți; aranjarea componentelor pe placa cu cablaj imprimat.

În timp ce la începutul întrebuințării procedeelor mecanizate plăcile cu cablaj imprimat se echipau cu componente ce aveau două terminale, ulterior s-au dezvoltat mașini care să permită echiparea plăcilor cu cablaj imprimat cu componente ce au un număr din ce în ce mai mare de terminale (tranzistoare, circuite integrate). Constructorii de componente electronice au căutat să adapteze formele geometrice ale componentelor fabricate, cerințelor pe care le impun mașinile de echipare automată. În acest sens, componentele prismatice au găsit o largă utilizare — aceasta și datorită unei posibilități convenabile de înmagazinare.

● **Mașinile de echipare** pot să efectueze anumite secvențe din programul de echipare a plăcii, de exemplu alegerea și plasarea de componente, poziționarea și fixarea plăcii cu cablaj imprimat. În acest fel muncitorul va mai executa numai cîteva secvențe ale procesului.

De la mașinile parțial automate pînă la cele automate există, în funcție de gradul de automatizare a secvențelor procesului de echipare, o gamă largă de variante posibile. Tuturor le este comun faptul că plantarea sau așezarea componentelor se desfășoară mecanizat, într-un anume ritm.

Se deosebesc *mașini cu echipare serie* și *mașini cu echipare paralel.*

La **mașinile cu echipare serie** componentele se plasează succesiv în timp. Eșalonarea în timp se poate face printr-o nouă poziționare a plăcii sub mecanismul de echipare (capul de echipare) sau prin transportarea plăcii, după ce a fost echipată cu o componentă, la o altă mașină. În primul caz este vorba de o *mașină universală de echipare*, în timp ce în al doilea caz — de așa-numita *linie de transfer.*

Mașina cu echipare paralel plasează mai multe componente, simultan, pe placa cu cablaj imprimat. Fără îndoială, realizarea tehnică implică un volum foarte mare de lucru. Totuși procedeul de echipare paralel prezintă avantajul unei viteze foarte mari de lucru.

● În utilizarea mașinilor există două **momente critice** care le influențează hotărîtor funcționarea.

Primul se referă la *momentul preluării componentei de către capul de echipare de la recipientul (magazia) cu componente.* Orice neregularitate în ambalare sau în geometria corpului poate să perturbe desfășurarea procesului.

Al doilea moment critic are în vedere *necesitatea potrivirii sigure a terminalelor componentelor în orificiile din placa cu cablaj imprimat*, respectiv pe suprafețele de contactare de pe placa cu cablaj imprimat. În acest caz, cerințele cu privire la toleranța componentelor și a plăcilor trebuie să fie mult mai stricte în comparație cu echiparea manuală.

Literatura prezintă o serie de **instalații care permit atît o echipare serie, cît și una paralel** [46].

● **Particularități.** Utilizarea tehnologiei de echipare automată trebuie avută în vedere încă din stadiul proiectării constructive a plăcii cu cablaj imprimat, deoarece o placă cu cablaj imprimat care a fost proiectată în ideea întrebuințării unei tehnologii automate de echipare se poate echipa și manual, dar invers nu. Cum, din motive economice, nu este bine ca toate plăcile cu cablaj imprimat să fie proiectate pentru o echipare automată, este necesar să se stabilească de la început plăcile cu cablaj imprimat care vor fi echipate automat.

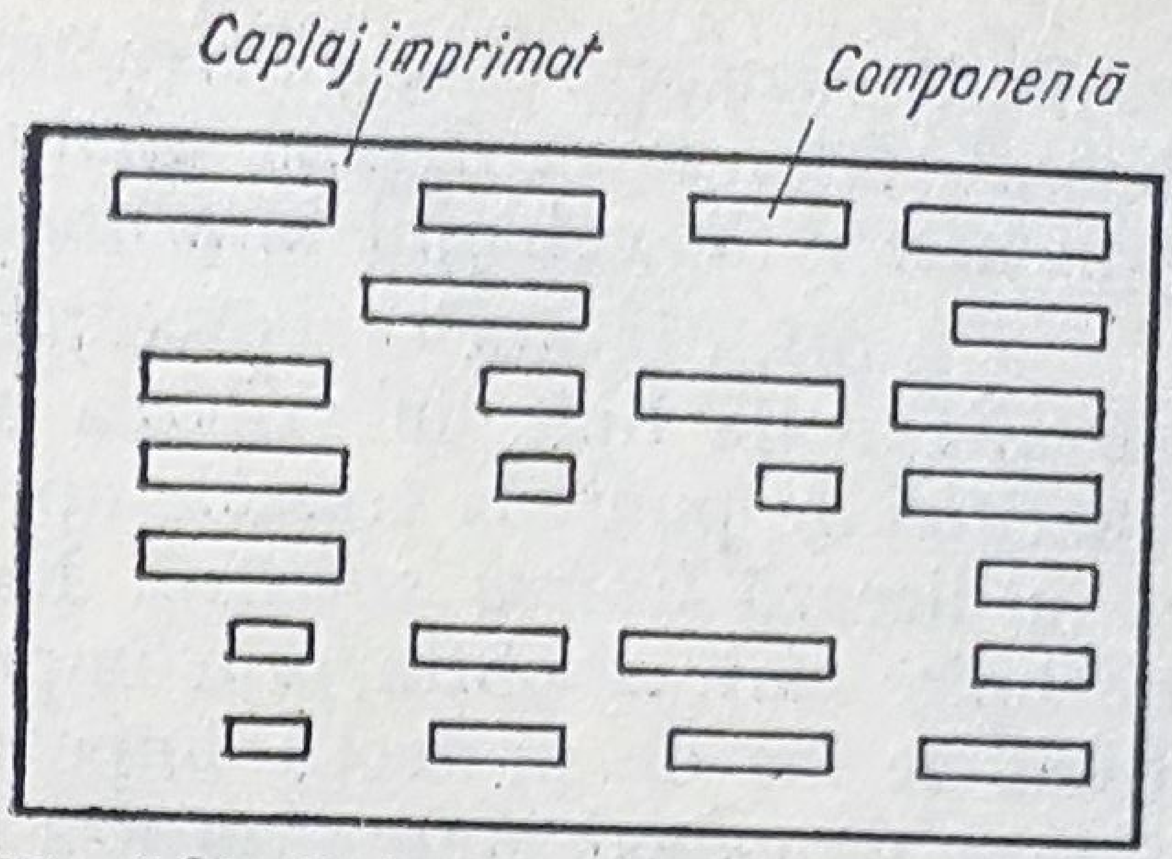


Fig. 7.30. Ordonarea avantajoasă pentru echiparea automată.

În proiectarea plăcii cu cablaj imprimat trebuie să se țină seama că pe margine trebuie prevăzute suprafețe care să permită prelucrarea pentru poziționarea plăcii pe mașină. De asemenea, în interiorul plăcii trebuie prevăzute orificii cu ajutorul cărora placa să poată fi manipulată de instalație. Acest spațiu nu va putea fi utilizat nici pentru plasarea componentelor, nici pentru traseele de cablaj imprimat.

Din dorința scurtării duratei de echipare este necesară ordonarea componentelor pe linie și coloană. Axa longitudinală a componentelor trebuie să fie pe aceeași direcție deoarece, o întoarcere a componentei cu 90° implică complicații foarte mari. Dacă componentele au lungimi diferite, este indicat ca acestea să fie aliniate după o margine (capăt) a componentei. Lățimea unui rînd este bine să fie egală cu dimensiunea componentei celei mai lungi (fig. 7.30). Este bine să se păstreze aceeași și direcția componentelor (cele polarizate), deoarece o întoarcere cu 180° conduce la inversarea polarității.

Alături de limitările constructive, în proiectarea plăcii cu cablaj imprimat trebuie avută în vedere forma geometrică a componentelor cu care se va echipa placa, precum și pregătirea terminalelor componentelor. Componentele de formă prismatică au avantaje destul de mari în privința înmagazinării lor. Corpul componentei trebuie să fie astfel încît să fie păstrată o ordine bine stabilită pe durata transportului.

Pentru ca, pe durata transportului componentelor folosite la echiparea automată, terminalele să nu se îndoaie, este necesară confecționarea de recipienți (magazii) care prin forma pe care o au să protejeze componenta, să permită o extragere ușoară a componentei, să permită utilizarea magaziei direct la mașina de echipat.

7.3.3. PROCEDEE DE CONTACTARE PENTRU COMPONENTELE IMPLANTABILE

La contactarea componentelor implantabile (de ex. componente discrete, circuite integrate în capsulă DIL, TO) cu cablajul imprimat există la dispoziție o singură față în vederea contactării, numită *față de lipire*.

În vederea contactării în cadrul producției de serie sau de masă sînt indicate, din cauza productivității mari pe care o au, procedeele de *lipire generală*. Asemenea procedee sînt procedee de imersie, în care fața de lipire

se deplasează la o singură trecere printr-o baie de cositor. Pe porţiunile metalice ale feţei se va depune aliajul de lipit necesar realizării contactării componentelor de cablajul imprimat.

Uneori, din dorinţa protejării unor suprafeţe metalice de a lua contact cu aliajul de lipit, în vederea menţinerii unor orificii pe placă, a evitării apariţiei de punţi la traseele apropiate sau pentru a economisi aliaj de lipit, se utilizează *lipirea selectivă*. Ea se realizează prin intermediul unor măşti de lipire care se obţin prin imprimarea pe cablajele imprimate a unor porţiuni de lac de protecţie împotriva lipirii. Masca de lipire nu acoperă porţiunea de cablaj unde urmează să fie realizată lipirea. Pentru celelalte porţiuni metalice lacul de protecţie împotriva lipirii constituie şi un mijloc de protejare împotriva coroziunilor ulterioare.

● **Lipirea prin utilizarea ciocanului de lipit** se foloseşte în cazul contactării componentelor implantabile doar la eventualele operaţii de corectare a lipiturilor (max. 1%).

● La **lipirea prin imersie,** faţa de lipire a plăcii cu componentele implantate se scufundă într-o baie de aliaj de lipit în stare topită. Prin acest procedeu se vor conecta la orificiile de lipire toate terminalele componentelor implantate. Această operaţie se desfăşoară în cadrul unei singure treceri prin baia de lipire. În acelaşi timp, porţiunile metalice de cablaj care nu au fost acoperite cu lac selectiv vor fi umezite cu aliaj de lipit.

La cablajele imprimate care au trecerile metalizate, aliajul de lipit pătrunde prin capilaritate pe faţa unde se află plasate componentele, realizîndu-se în acest fel o creştere a siguranţei de obţinere a contactului între componentă şi cablaj. La lipirea prin imersie, baia de aliaj de lipit cedează atît aliaj, cît şi căldura necesară procesului de lipire. Deoarece transferul de căldură de la aliajul lichid la suportul pe care se efectuează lipirea are loc în condiţii de rezistenţă termică mică, temperatura de lipire este atinsă de suprafaţa de lipire în circa 1—2 secunde.

Din dorinţa menţinerii pierderilor de căldură ale băii în limite reduse, este indicat ca faţa de lipire să fie *preîncălzită*. Preîncălzirea mai are avantajul evitării şocului termic la care faţa de lipire ar putea fi supusă în procesul de lipire, şoc care ar duce la distrugerea componentelor sensibile la variaţii de temperatură. Temperatura aliajului topit trebuie să fie minimă, în vederea menţinerii procesului de oxidare a aliajului cît se poate de scăzut. O oxidare intensă duce şi la pierderi inutile de aliaj de lipit. Produsele oxidării plutesc la suprafaţa băii, impurificînd-o şi în interior; de aceea este necesar ca acestea să fie îndepărtate înaintea operaţiei de lipire. Îndepărtarea reziduurilor oxidate se face de cele mai multe ori mecanic, deoarece alte metode (de ex. atmosferă protectoare, acoperire cu ulei, răşină sau ceară) s-au dovedit corespunzătoare numai parţial. Cauza principală a limitării este că mijlocul de protecţie contaminează faţa de lipire şi face necesare prelucrări ulterioare complicate (dizolvări şi spălări), în vederea îndepărtării impurităţilor.

O contactare prin lipire poate să aibă loc numai în cazul în care elementele ce urmează să fie contactate ajung în contact metalic cu aliajnl de lipit. Pentru a se evita oxidarea contactelor şi terminalelor înaintea şi în timpul lipirii, în baie se introduce o substanţă denumită *flux* (de exemplu colofoniu dizolvat în alcool). Părţile volatile sînt eliminate în etapa de preîncălzire. Partea activă a fluxului, colofoniul, acoperă uniform suprafaţa feţei de lipire. La scufundarea plăcii în aliajul de lipit fluxul se activează, reduce oxidarea şi este apoi înlăturat împreună cu produsele de oxidare.

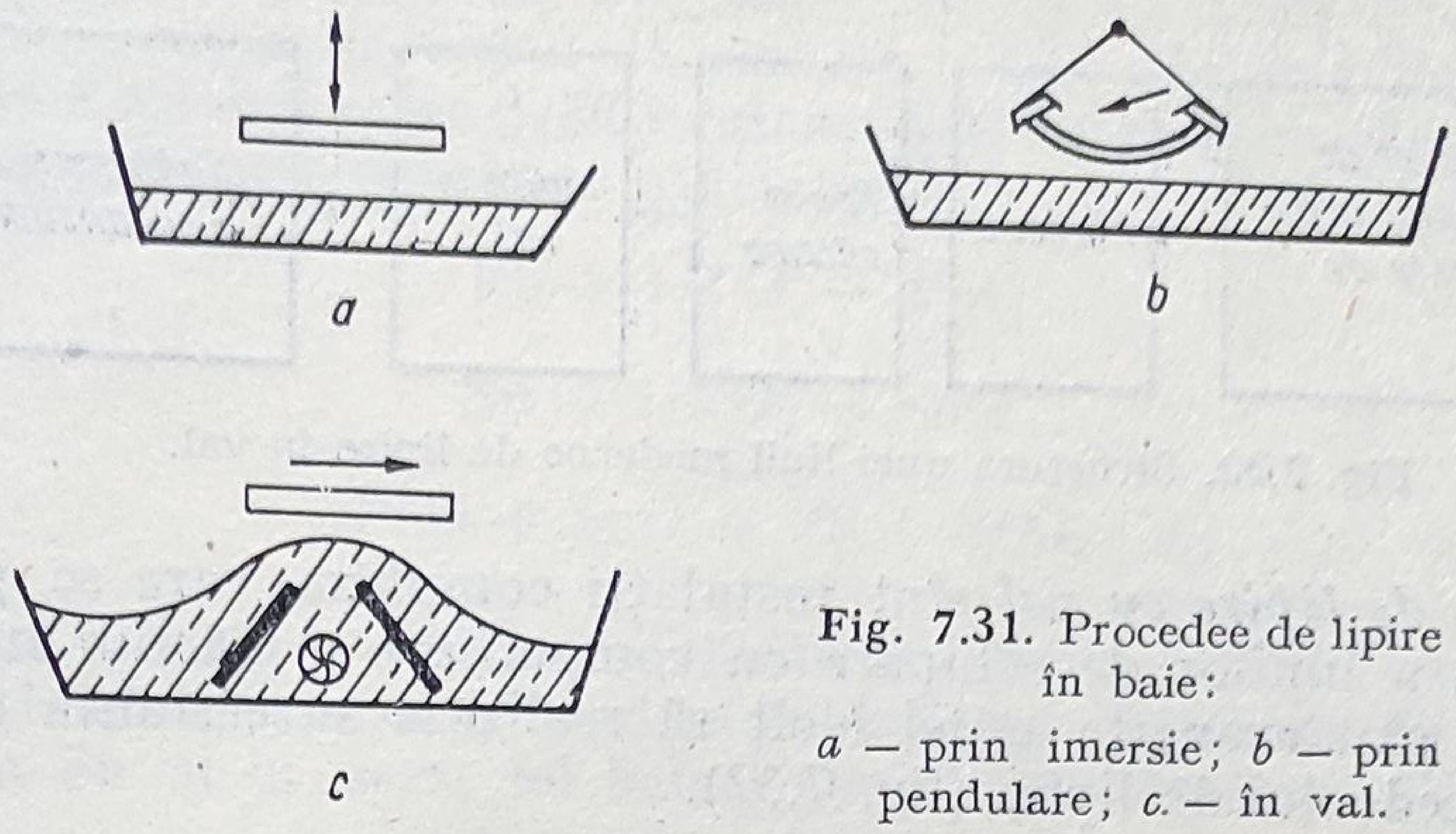


Fig. 7.31. Procedee de lipire în baie:
a — prin imersie; *b* — prin pendulare; *c*. — în val.

Cele mai cunoscute procedee de lipire în baie sînt prezentate în figura 7.31.

Lipirea prin imersie verticală (fig. 7.31, *a*). Cablajul imprimat, plantat cu componente, se scufundă vertical în baia de cositor topit. Lichidul din baie nu trebuie să depășească suprafața pe care sînt plasate componentele electronice. Înainte de scufundare este necesar ca suprafața băii să fie curățată mecanic de produsele de oxidare. Se menționează dezavantajul că la ridicarea plăcii pe aceasta rămîne adesea un surplus de aliaj de lipit. Producerea de vibrații în baia de lipire la ieșirea din baie nu înlătură dezavantajul, deoarece se ivesc alte complicații: este posibilă ieșirea componentelor din orificiile de implantare sau, uneori, este posibil să apară lipituri reci.

Lipirea prin pendulare (fig. 7.31, *b*). Cablajul imprimat se curbează ușor într-un suport care deplasează placa astfel tensionată, tangențial cu suprafața băii de lipire. Solicitarea termică este, comparativ cu procedeele amintite, mult mai mică. La producția de masă asemenea procedeu nu este recomandabil deoarece fixarea componentelor este deosebit de complicată.

Lipirea în val (fig. 7.31, *c*). La contactarea componentelor implantate cu cablajul imprimat, procedeul cel mai bine confirmat de practică este procedeul de lipire în val. Numărul mare de plăci, atît cu cablaj imprimat pe o singură parte, cît și cele cu cablaj imprimat pe ambele părți, avînd orificii metalizate, sînt contactate în producția de masă sau serie mare prin intermediul lipirii în val. Procedeul lipirii în val constă în aceea că placa cu cablaj imprimat trece tangent cu creasta unui val format din aliaj de lipit. Valul de aliaj este datorat permanentei circulații a aliajului fără produse de oxidare, solicitînd termic placa numai pe o porțiune limitată.

Important pentru calitatea lipirii în val sînt *unghiul de intrare*, *unghiul de ieșire* precum și *forma valului*.

S-a dovedit a fi favorabilă deplasarea plăcii cu cablaj imprimat împotriva sensului de curgere a valului și menținerea unui unghi de 8—10° față de valul de lipire. Formarea unui val secundar de înălțime mai mică decît cel principal duce la eliminarea surplusului de material și în acest fel se uniformizează înălțimea lipiturilor. Un val plat menține contactul cu placa cu cablaj imprimat un timp mai îndelungat. Prin aceasta, lipirea orificiilor metalizate este ușurată, dar din cauza temperaturii ridicate a valului, solicitarea termică a plăcii cu cablaj imprimat este mai mare.

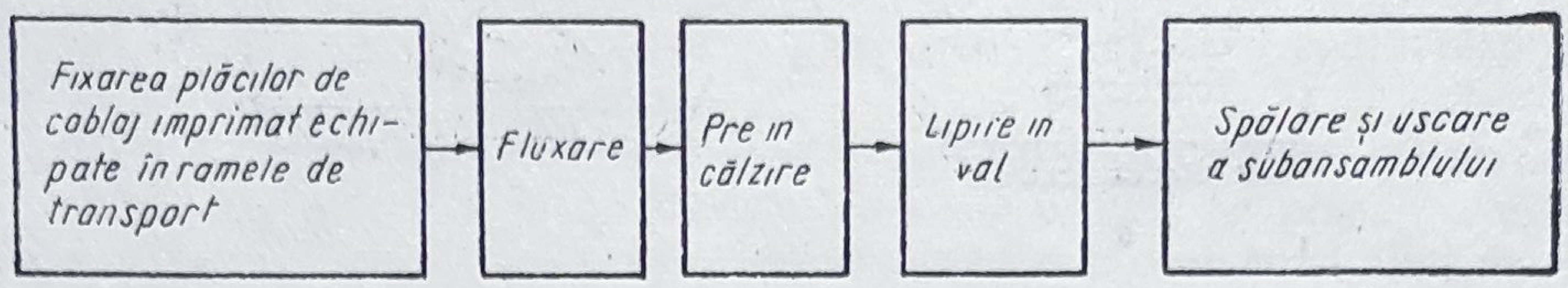


Fig. 7.32. Structura unei linii moderne de lipire în val.

Mașinile de lipire cu val sînt instalații complexe, care se plasează în partea finală a liniilor de echipare cu componente a plăcilor cu cablaj imprimat. Ele sînt aranjate astfel încît să realizeze succesiunea de operații specifice procedeului de lipire (fig. 7.32).

• *Fluxul* (de exemplu 20% colofoniu, 5% acid salicilic, 75% alcool etilic) *se depune* pe placa cu cablaj imprimat, uniform, *printr-un procedeu de val* sau *de spumare*. Se creează un val de cca. 1 cm înălțime și 30—45 cm lățime prin care trece placa cu cablaj imprimat. Fluxul umezește suprafața plăcii și pătrunde prin capilaritate pînă pe partea echipată cu componente. Prin injectarea, sub o anumită presiune a aerului, prin intermediul unor duze foarte fine, fluxul devine spumant. Cantitatea de flux nu trebuie să formeze pelicule mai groase de 4 μm. Straturi prea groase de flux consumă, în procesul lipirii, o cantitate prea mare de căldură necesară îndepărtării fluxului.

• După trecerea liniei de fluxare, *plăcile* cu cablaj imprimat se *încălzesc* ușor și uneori sînt suflate cu aer cald; aici se *volatilizează diluantul fluxului*.

• Ulterior plăcile ajung *deasupra unei căi care*, prin intermediul unor plăci de încălzire, *radiază căldură asupra feței de lipire încălzind-o puternic*. Această operație pregătește efectul de reducere a fluxului, care peste 130°C începe să se topească. O altă cauză a preîncălzirii este evitarea acțiunii șocului termic asupra plăcii cu cablaj imprimat. Indicarea unor valori pentru temperatura de preîncălzire, precum și durata preîncălzirii nu este posibilă deoarece aceste valori sînt determinate în primul rînd de tipul plăcii cu cablaj imprimat (pertinax placat, steclotextolit placat etc.) și apoi de fluxul întrebuințat.

• *Placa cu cablaj imprimat este ghidată* apoi *deasupra crestei valului de lipire*. În acest caz în prima fază fluxul devine eficace. El dă la o parte stratul superficial metalic și este apoi îndepărtat împreună cu produsele de reacție de către aliajul de lipit. În porțiunile metalice curate se desfășoară procesul de legare propriu-zisă. Pentru lipirea în val s-a verificat cel mai bine aliajul staniu-plumb. Se lipește la temperatura de 240—270°C. Temperatura aleasă se menține constantă. Între viteza de transport a conveiorului și temperatura de lipire există o dependență exprimată de curba τ din figura 7.33. În general, în funcție de lungimea plăcilor se pot contacta într-o oră între 200 și 800 de plăci.

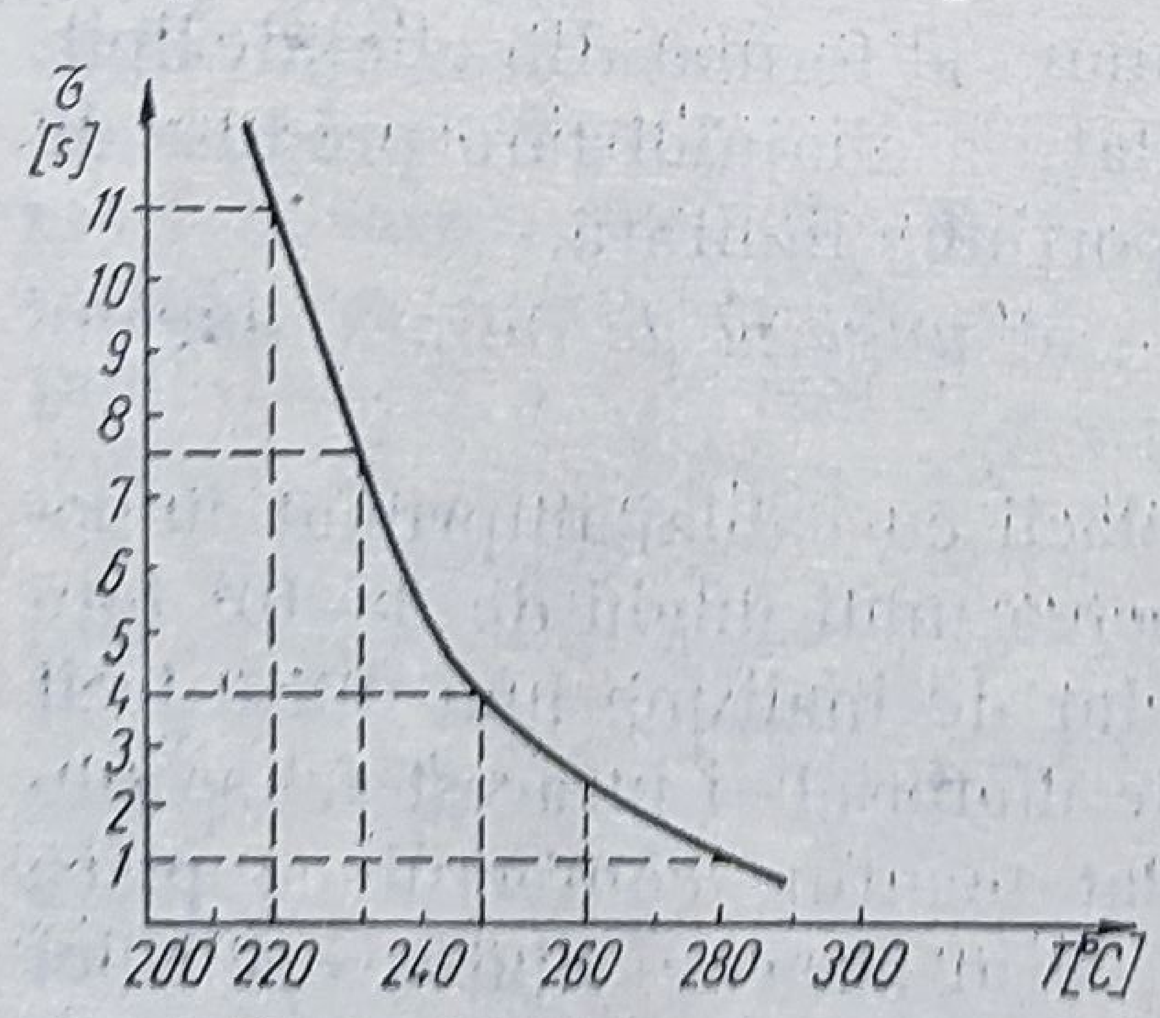


Fig. 7.33. Legătura dintre temperatura băii și durata trecerii prin baie a conveiorului.

• O problemă deosebit de importantă este *oxidarea topiturii de SnPb*. Mișcarea în

val a aliajului de lipit expune oxigenului din aer o suprafață ușor oxidabilă. În literatură se arată că viteza de oxidare a unei băi în mișcare prin pompare este de 8 ori mai mare decît oxidarea unei băi liniștite. Reacțiile de oxidare care apar se pot exprima prin relațiile:

$$Pb + 1/2\,O_2 \rightarrow PbO$$

$$Sn + 1/2\,O_2 \rightarrow SnO$$

$$PbO + SnO \rightarrow Pb + SnO_2$$

Deoarece staniul prezintă o afinitate mai mare față de oxigen în comparație cu plumbul, stratul de oxid se îmbogățește cu staniu. Ca urmare baia sărăcește în Sn și în acest fel baia trebuie alimentată cu aliaj îmbogățit cu staniu.

Unii producători de instalații de lipire cu val adaugă ulei în aliajul de lipit, în vederea încetinirii procesului de oxidare și împiedicării efectelor dăunătoare ale oxidului la locul de lipire. Prin aceasta se pot obține unele avantaje (temperaturi joase de lipire, consum redus de aliaj de lipit, lipituri strălucitoare). Acest procedeu nu s-a impus însă, deoarece după operația de lipire trebuie să urmeze o temeinică operație de spălare. Uleiul trebuie îndepărtat complet, să nu lase urme ce ar putea duce la menținerea unui mediu în care ar putea crește diverse ciuperci (microorganisme), care micșorează durabilitatea climatică a subansamblului. În afară de aceasta, se observă adesea margini de ulei la locul de lipire, dacă uleiul este dispersat în aliaj. De cele mai multe ori se lucrează, din cauzele arătate mai sus, fără ulei și se asigură o bună filtrare pentru a reduce cantitatea de oxid din baia de aliaj.

• După trecerea prin val a subansamblului se impune un tratament ulterior. Acesta poate consta într-un *proces de spălare* și *curățire* (lipirea în mediu de ulei).

Este necesară, de asemenea, evitarea unei răciri bruște care ar putea duce a crearea unor mici fisuri. Fisurile pot apărea din cauza coeficienților diferiți de contracție a materialului de bază și a foliilor metalice (Cu, aliaj de lipit). Aceste fisuri pot conduce la existența unor lipituri nefiabile.

• Procesul de lipire în val se termină printr-un *control vizual* al plăcilor cu cablaj imprimat lipite. Impresia optică oferă importante puncte de reper în legătură cu respectarea anumitor parametri ai procesului. Defectele caracteristice cele mai dese (punți de cositor, țurțuri, porțiuni neumezite) trebuie verificate cu multă grijă.

Rentabilitatea folosirii lipirii în val se măsoară prin proporția retușurilor necesare după operația de lipire. Lipirea cu val este productivă dacă sînt necesare retușuri în proporție de 1%, adică, în cazul subansamblurilor uzuale, aceasta reprezintă între 2 și 5 locuri de lipire. Retușuri pînă la 10% sînt în anumite situații încă acceptabile deși, în acest caz, trebuie să ținem seama de costurile ridicate cerute de efectuarea retușurilor, de distrugerea componentelor, de defectarea traseelor de cablaj imprimat.

Procesul de lipire, în desfășurarea fazelor de realizare a subansamblurilor, se poate vedea în figura 7.34.

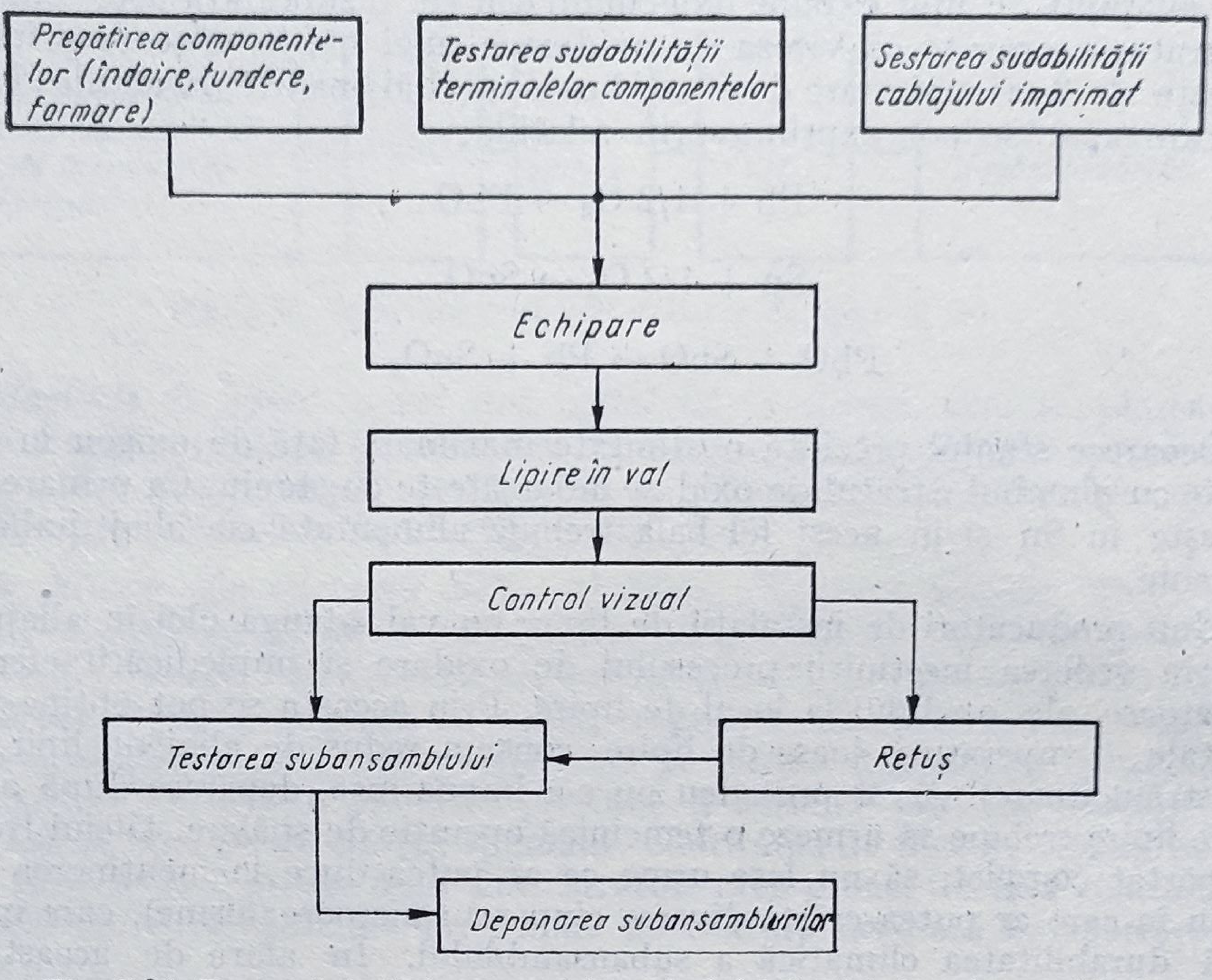


Fig. 7.34. Procesul de lipire cu val în cadrul fabricației de subansambluri.

7.3.4. FIABILITATEA PROCEDEELOR

La fabricația subansamblurilor electronice, utilizarea procedeelor tehnologice fiabile are un rol hotărîtor în vederea reducerii la minimum a cheltuielilor ulterioare. **Fiabilitatea procedeului** poate fi definită, în general, ca raportul între *numărul de treceri efectuate fără eroare de instalație și numărul total de treceri făcute.*

Deoarece **contactarea** alcătuiește procesul de montaj cel mai frecvent, este necesar să se realizeze o fiabilitate ridicată a procedeelor utilizate. Fiabilitatea unui procedeu de contactare R_c rezultă ca fiind:

$$R_c = \frac{\text{numărul lipiturilor corect realizate}}{\text{numărul total al lipiturilor}}.$$

Dacă se pretinde ca la un anumit număr n_{SA} de subansambluri fabricate să avem maximum pn_{SA} părți defectate prin contactare astfel încît să nu poată fi posibilă o repartiție, rezultă fiabilitatea necesară a procedeului de contactare pentru n_c componente dintr-un subsansamblu, fiecare componentă avînd n_T terminale:

$$R_c = 1 - \frac{p}{n_C n_T}.$$

○ **Observație.** Pentru $p = 2\%$, $n_C = 50$ și $n_T = 14$ rezultă $R_c = 99{,}9971\%$. Această fiabilitate a procedeului nu trebuie confundată cu fiabilitatea contactului.

O fiabilitate ridicată a procedeului trebuie avută în vedere la utilizarea procedeelor de contactare cu lipire prin sudură, deoarece greşelile de contactare în cadrul acestui procedeu conduc, de cele mai multe ori, la nereparabilitatea subansamblului. La utilizarea de procedee de lipire, o reparare (de exemplu o remaniere cu ciocanul de lipit), este posibilă, fără ca prin aceasta să se distrugă subansamblul, astfel că în acest caz o fiabilitate deosebit de ridicată este de dorit, dar nu este absolut necesară.

Cea mai importantă sarcină a contactării la fabricaţia subansamblurilor constă în realizarea legăturii electrice între terminalul componentei şi suprafaţa de contactare de pe placa de cablaj imprimat. Asigurarea fiabilităţii procedeului impune o preocupare de optimizare a parametrilor procedeului, luînd în considerare factori ca: toleranţa secţiunii terminalelor componentelor, curăţirea suprafeţelor lor, acoperirea suprafeţelor (aurire, zincare, sau terminale netratate) şi fluctuaţia secţiunii suprafeţei de contactare de pe placa de cablaj imprimat.

În cadrul contactării pot deveni eficace devierile faţă de poziţia optimă a parametrilor procedeului, din cauza unor erori subiective de reglare sau din cauza variaţiei energiei locului de contactare ca urmare a instabilităţii reţelei de alimentare. Procedeul de contactare va prezenta o fiabilitate cu atît mai ridicată, cu cît va fi mai mare domeniul admisibil de deviere a parametrilor procedeului ce influenţează nemijlocit procesul de contactare (timp de lipire sau sudare, tensiune de lipire sau suduri, forţa de presare a electrodului, viteza de deplasare a plăcii de cablaj imprimat etc.) pentru producerea aceloraşi legături şi cu cît va fi mai mare toleranţa dimensiunilor geometrice ale elementelor de legătură.

7.4. TEHNOLOGIA CIRCUITELOR HIBRIDE CU STRATURI GROASE

7.4.1. TEHNOLOGII MICROELECTRONICE

Pătrunderea şi dezvoltarea industriei electronice în domeniile cercetării aerospaţiale, cercetării medicale, calculatoarelor ş.a. au condus la necesitatea realizării circuitelor electronice de dimensiuni foarte reduse, de greutate mică, cu densităţi de montaj în volum foarte mari, cu fiabilitate ridicată şi mare stabilitate a parametrilor în condiţiile ambiante. Îndeplinirea acestor cerinţe nefiind posibilă numai folosind componente discrete şi suport imprimat, s-au dezvoltat trei tehnologii care ating obiectivele propuse. Aceste tehnologii sînt: *tehnologia straturilor subţiri*, *tehnologia straturilor groase* şi *tehnologia circuitelor monolitice*.

Deoarece în aceste tehnologii elementele de circuit sînt asociate inseparabil, *circuitul* se numeşte *integrat*.

Circuitele integrate peliculare — cu straturi groase sau subţiri — conţin componente pasive, în timp ce circuitele integrate monolitice conţin şi elemente active.

Prin combinarea tehnologiilor peliculare şi monolitice se obţin *circuitele integrate hibride*.

● **Tehnologiile peliculare** se aplică pentru subansambluri electronice care trebuie să aibă un volum redus, în aplicaţii pentru puteri mari şi tensiuni

TABELUL 7.5

Caracteristicile tehnologiilor circuitelor microelectronice

Parametrul analizat	*Circuite hibride*		*Circuite integrate monolitice*
	cu peliculă groasă	cu peliculă subțire	
Performanțe electrice	ridicate	ridicate	limitate
Fiabilitatea proiectării: digitale analogice	medie ridicată	medie ridicată	foarte bună scăzută
Rezistivitatea peliculară maximă	ridicată	scăzută	cea mai scăzută
Toleranțe pentru rezistoare	medii	cele mai mici	largi
Putere disipată admisibilă	mare	medie	mică
Frecvența limită de lucru	medie	înaltă	medie
Dimensiuni	mici	mici	cele mai mici
Densitate de conexiuni	medie	medie	mare și foarte mare
Fiabilitate	înaltă	înaltă	cea mai înaltă
Timp de proiectare a circuitului	1 lună	2 luni	3–6 luni
Timp necesar modificărilor de proiect	1/2 luni	1 lună	2 luni
Cost: pentru serie mică pentru serie mare	mediu mediu	ridicat mediu	nepractic scăzut
Costul echipamentelor	scăzut	mediu	ridicat

ridicate. Peliculele subțiri au grosimi între 30 Å și 20 μm, iar cele groase măsoară între 10 și 50 μm, Deoarece în domeniul grosimii apare o suprapunere, o distincție clară între peliculă (sau film) subțire și peliculă (sau film) groasă în gama 1—10 μm se face numai prin procesele cu totul diferite utilizate în cele două tehnologii. Peliculele subțiri sînt depuse prin *metode de vid sau vapori*, cele groase — prin *metode serigrafice și tratament termic*, ceea ce implică echipamente și materiale cu totul diferite pentru cele două tehnologii.

Peliculele subțiri oferă cea mai bună stabilitate a componentelor, în timp ce peliculele groase au avantajul unei proiectări relativ simple și al unui cost scăzut.

● **Circuitele integrate monolitice** conțin dispozitivele active, componentele pasive și elementele de interconexiune într-un singur bloc din material semiconductor, realizînd cea mai mare densitate de montaj.

Tehnologia lor are la bază proprietățile materialelor semiconductoare. Circuitele monolitice îndeplinesc cerințele pentru volum foarte redus, puteri scăzute, toleranțe largi pentru componentele pasive și coeficient de temperatură acceptabil. Utilizarea lor este indicată în cazul în care performanțele impuse circuitului pot fi atinse și cînd cantitatea cerută justifică costurile ridicate de proiectare și achiziționare de utilaje.

Caracteristicile generale ale celor trei tehnologii prezentate sînt comparate în tabelul 7.5.

7.4.2. TEHNOLOGIA CIRCUITELOR HIBRIDE CU STRATURI GROASE

Fluxul tehnologic pentru circuitele hibride cu straturi groase este indicat în figura 7.35.

În ceea ce urmează ne vom referi numai la procesele de bază pentru obținerea unor componente integrate în circuitele hibride cu straturi groase: *procesul de depunere serigrafică* și cel de *tratament termic*.

7.4.2.1. DEPUNEREA SERIGRAFICĂ

Depunerea serigrafică a fost deja descrisă în paragraful 7.2.4.

Pasta folosită pentru depunere este preparată din particule foarte fine, în suspensie într-un liant organic.

● **Liantul** trebuie să asigure caracteristicile necesare depunerii prin sită (ecran), adică viscozitatea necesară pentru imprimare și ungerea necesară pentru rulare. Liantul are și rolul de a menține elementele de circuit pe substrat în locul necesar, înainte de ardere.

● **Cernelurile** (numite și „filme lichide" sau „paste") se obțin printr-o largă varietate de procedee metalurgice, toate în principal bazate pe amestecarea unor pulberi foarte fine de metale nobile (paladiu, platină, aur și argint) cu pulberi obținute din diferite combinații de sticlă și ceramică.

Particulele solide determină proprietățile electrice ale cernelii (care poate fi rezistivă, conductivă sau dielectrică), precum și pe cele ale componentelor care se depun.

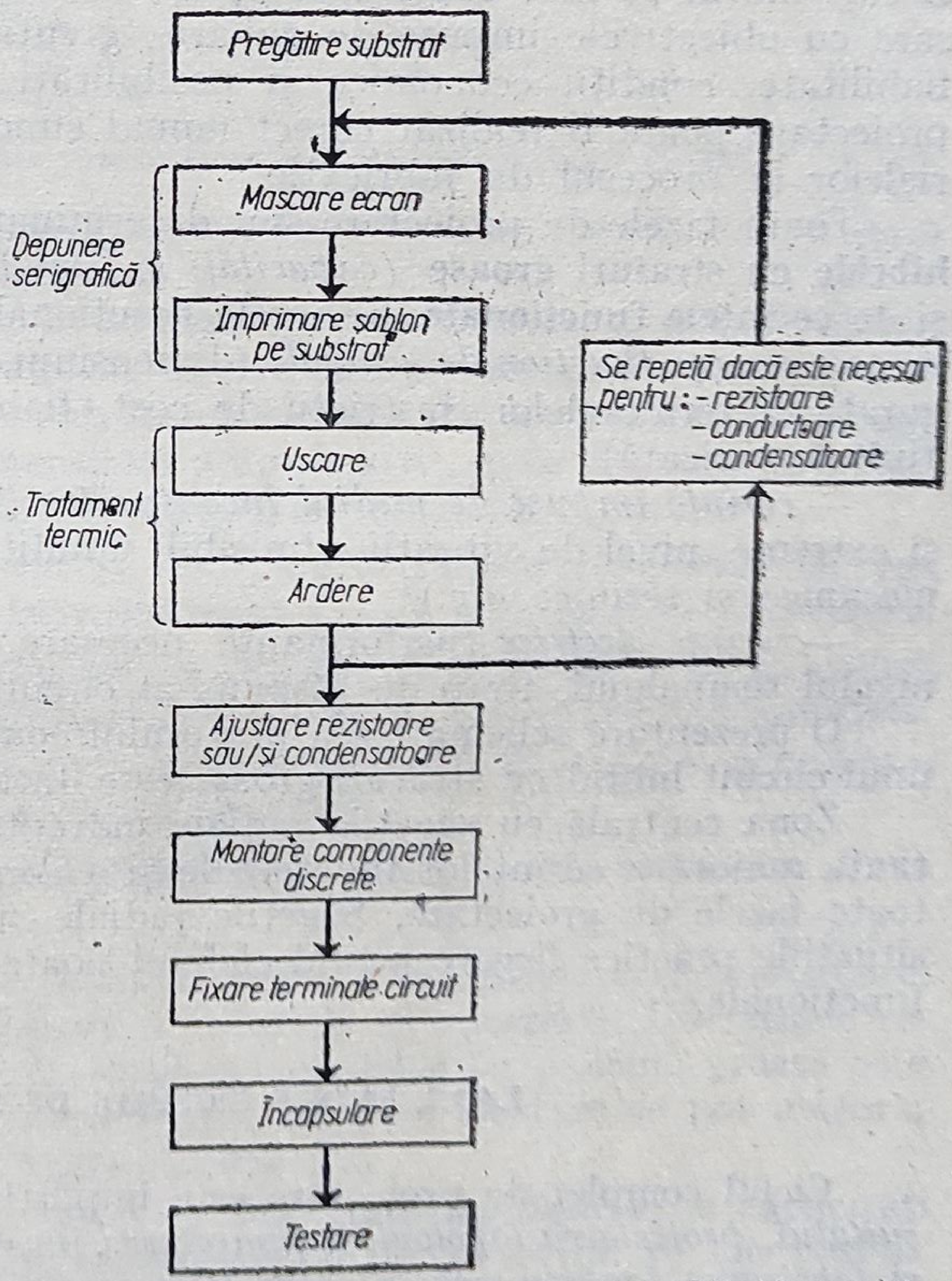


Fig. 7.35. Fluxul tehnologic al circuitelor hibride cu straturi groase.

7.4.2.2. TRATAMENTUL TERMIC

Tratamentul termic, procesul următor depunerii serigrafice a cernelii pe substratul ceramic, are două faze: *uscarea* și *arderea*.

● **Uscarea** se face la 100—150°C.

Arderea reprezintă tratamentul termic propriu-zis și se face pe bandă transportoare în cuptoare tunel, cu patru sau opt zone de temperatură. Temperaturile de ardere variază între 500°C și 1000°C, în funcție de tipul pastei. În timpul arderii, liantul organic și materialul pulverizat sînt arse împreună, sau mai

exact — oxidate și vaporizate. Substanța organică se descompune, iar particulele metalice uniform întinse și arse împreună cu particulele de sticlă și ceramică într-o masă topită, fuzionează cu substratul, ceea ce duce la aderența dintre strat și substrat.

Controlul temperaturii de ardere se face cu foarte mare rigurozitate, zonele de ardere fiind controlate cu $\pm 1°C$, iar cele de răcire — cu $\pm 20°C$.

Prelucrarea secvențelor de ardere trebuie făcută cu multă grijă, fiind arse la început componentele care necesită temperaturi mai înalte, astfel încît arderile următoare să nu afecteze elementele deja tratate termic.

○ **Notă.** Depunerea serigrafică și tratamentul termic sînt în principiu aceleași pentru toate componentele integrate cu straturi groase, diferind cernelurile utilizate și, prin aceasta — duratele și temperaturile de lucru.

7.4.3. PROIECTAREA CIRCUITELOR HIBRIDE CU STRATURI GROASE

7.4.3.1. CONSIDERAȚII GENERALE

Transpunerea unei scheme date a unui circuit electronic sub formă de circuit hibrid se face combinînd cerințele funcționale și performanțele necesare cu obiectivele impuse de gabarit, greutate, încapsulare, regim termic, fiabilitate, condiții economice și posibilități pentru aplicare. Procesul de proiectare poate fi realizat corect numai cunoscînd bine proprietățile materialelor și procesul de fabricație.

Toate fazele de proiectare sînt determinate de **constrîngerile tehnologiei hibride cu straturi groase** *(capacități și limitări ale procesului de fabricație)* și de **cerințele funcționale.** Cerințele funcționale sînt:

— *cerințe funcționale generale* (dimensiuni, greutate, încapsulare și configurație a terminalelor, restricții de cost, fiabilitate, posibilități de productivitate ridicată);

— *cerințe impuse de mediul înconjurător* (temperaturi de lucru nominale și extreme, nivel de vibrații admisibil, umiditate, altitudine, nivel de șocuri mecanice și termice etc.);

— *cerințe electrice* (performanțe necesare, putere necesară și admisibilă, nivelul semnalului, timp de răspuns al circuitului, stabilitate termică etc.).

O prezentare schematică a procesului complet de proiectare-fabricare al unui circuit hibrid cu straturi groase este dată în figura 7.36.

Zona centrală cu săgețile radiale îndreptate spre exterior arată importanța majoră a cerințelor funcționale și a constrîngerilor tehnologice pentru toate fazele de proiectare. Săgețile radiale spre centrul figurii arată că în situațiile practice fiecare pas al ciclului poate cere modificarea unor cerințe funcționale.

7.4.3.2. FAZELE CICLULUI DE PROIECTARE

Ciclul complet de proiectare este împărțit în cinci faze: *proiectarea circuitului, proiectarea topologică, proiectarea încapsulării, elaborarea prototipului* și *fabricarea propriu-zisă.* Fiecare fază conține anumite trepte de proiectare, proiectarea implicînd un proces iterativ în interiorul fiecărei faze și între faze.

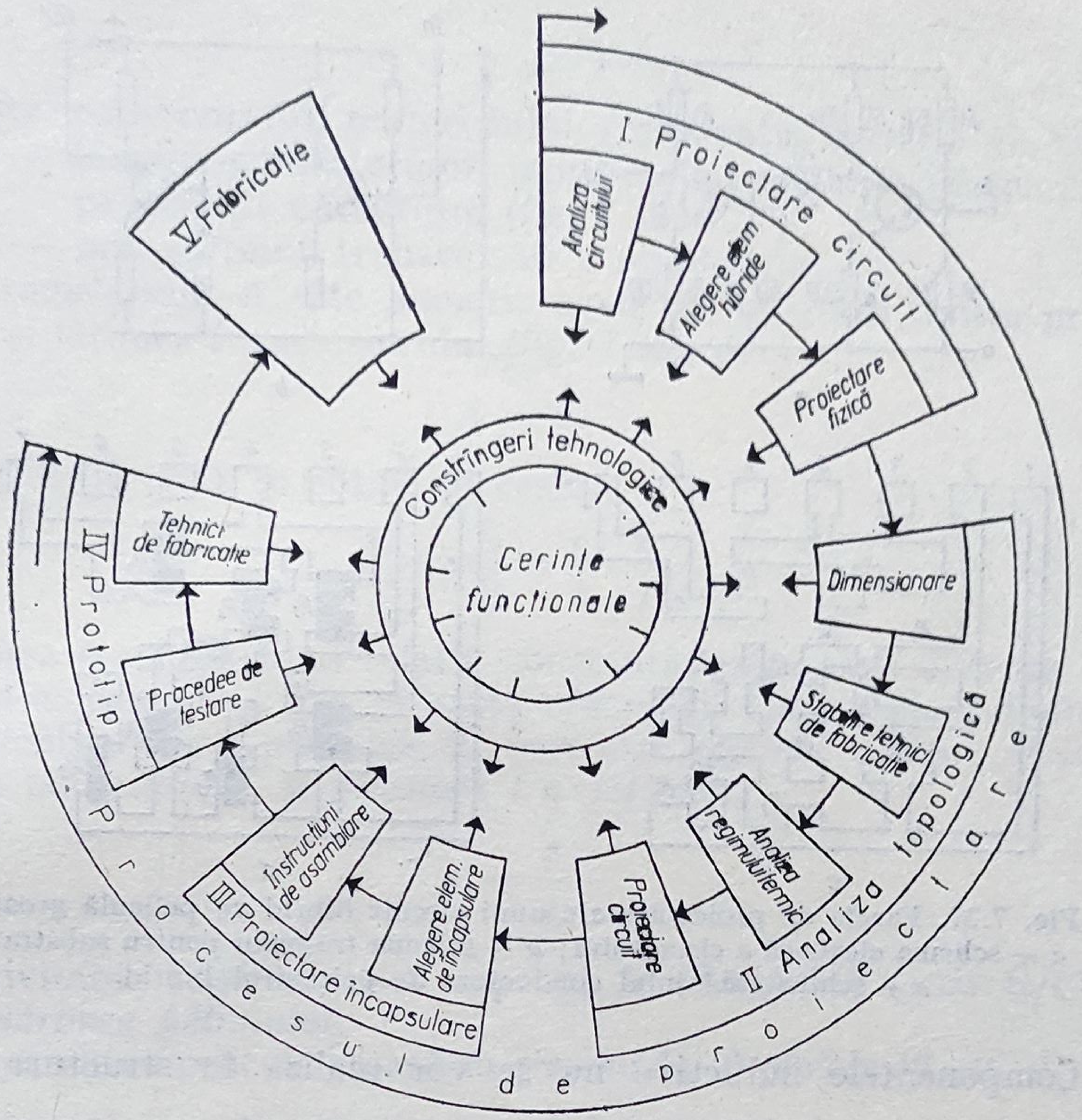


Fig. 7.36. Ciclul de proiectare pentru circuite hibride cu straturi groase.

● **Pentru proiectare** (realizarea layout-urilor pentru circuit) se pot face unele **recomandări,** după cum urmează.

● Proiectarea pornește de la *analiza schemei electrice* și *descompunerea acesteia în circuite cu funcții distincte,* fiecare circuit component urmînd a fi realizat în limita posibilităților sub formă hibridă. În această descompunere se urmărește asigurarea unei densități aproximativ egale a componentelor, precum și a puterii disipate relativ constante de la circuit la circuit.

● *Se determină dimensiunile și configurația tuturor elementelor de circuit, se stabilesc elementele de interconexiune și cele de conexiune exterioară.*

● *Se stabilește orientarea elementelor pe substrat* astfel încît să se reducă numărul de încrucișări, iar lungimea elementelor de conexiune să fie minimă.

● *Se stabilesc caracteristicile elementelor, direcțiile de ajustare ale componentelor, materialele și procesele necesare fabricării.*

● **Pentru proiectarea electrică propriu-zisă** se pot face de asemenea cîteva **recomandări și precizări.**

● Nu este necesar să fie folosite valori standardizate de rezistoare, acestea putînd fi depuse și ajustate la valoarea lor specifică. Toleranțele rezistoarelor pot fi largi, deoarece costul rezistoarelor cu peliculă groasă este invers proporțional cu strictețea toleranței, iar prin ajustare se pot asigura, ulterior tratamentului termic, toleranțe sub 1%.

● Rezistoarele cu valori de peste 10 MΩ și condensatoarele cu capacități de peste 1 μF ocupă arie mare pe substrat și se vor evita, pe cît posibil, utilizîndu-se componente discrete. Valorile capacităților pot fi micșorate în circuitele de cuplaj sau în cele cu constantă de timp ridicînd valorile rezistenței.

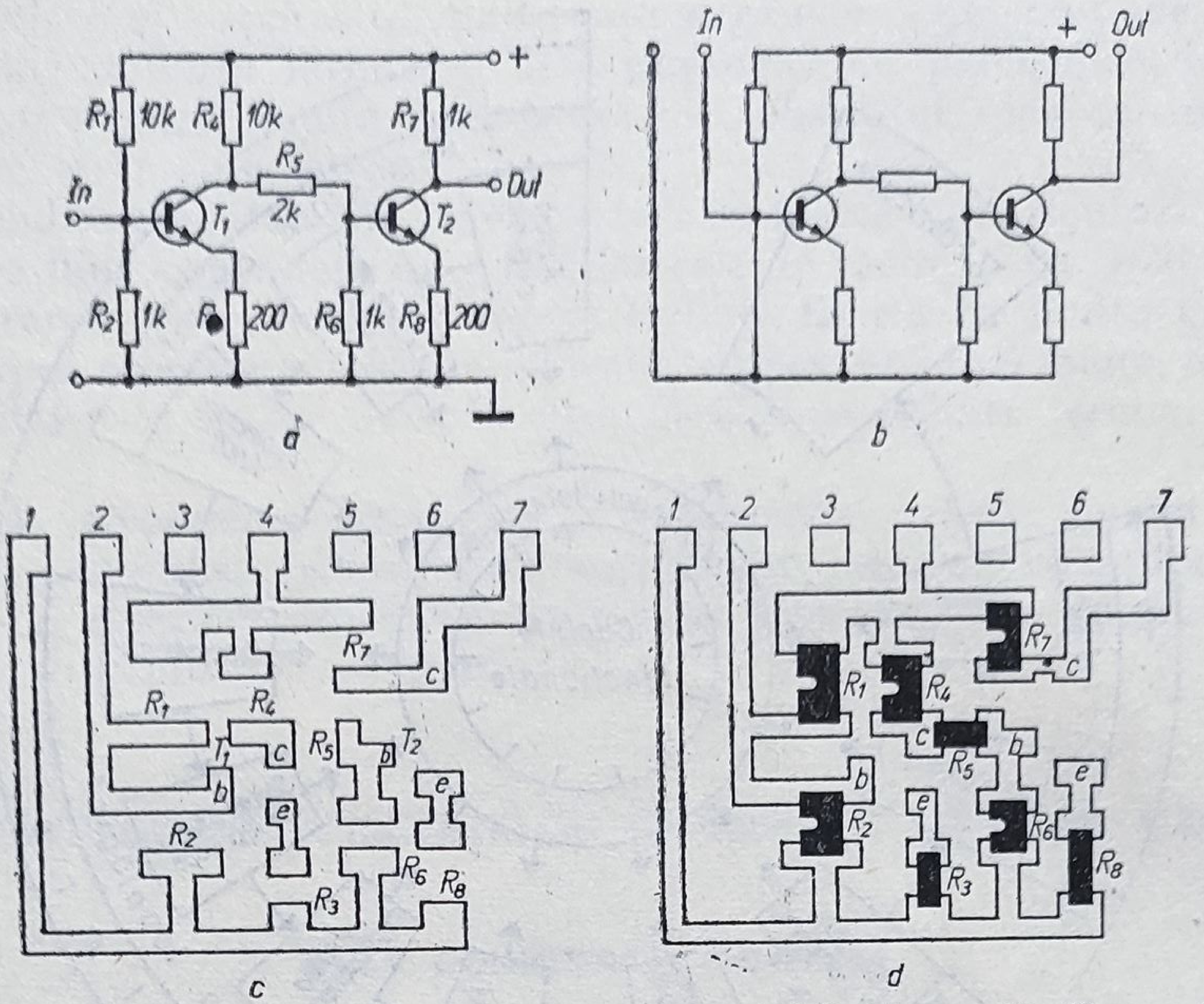


Fig. 7.37. Fazele de proiectare ale unui circuit hibrid cu peliculă groasă: *a* — schema electrică a circuitului; *b* — schema traseelor pentru substrat; *c* — schița cablajului conductor; *d* — circuitul hibrid.

- Componentele inductive nu se vor realiza în structura integrată hibridă.
- Pe un substrat vor fi cel mult 10 componente active, pentru a nu complica prea mult structura circuitului hibrid și în special tehnologia de interconectare.
- Circuitele integrate monolitice completează și sînt completate de circuitele hibride cu strat gros.
- Pe cît este posibil, încapsularea se va face în capsule tipizate, pentru flexibilitatea utilizării.

Figura 7.37 prezintă fazele principale de realizare a proiectului unui circuit hibrid. Schema electrică a circuitului (fig. 7.37, *a*), în urma analizei topologice și termice, conduce la stabilirea dimensiunilor substratului, urmînd stabilirea conexiunilor și realizarea măștii pentru conductoare și în final realizarea măștii pentru rezistoarele peliculare și/sau condensatoare peliculare. În figura 7.37, *d* se pot observa și rezistoare ajustate pentru obținerea valorii nominale.

7.4.4. REZISTOARE PENTRU CIRCUITE HIBRIDE CU STRATURI GROASE

7.4.4.1. REZISTOARE PELICULARE

- **Rezistența** unui rezistor este dată de relația:

$$R = \rho \frac{L}{A}, \tag{7.1}$$

unde:

ρ este rezistivitatea materialului (rezistența unității de volum);
L — lungimea rezistorului, reprezentînd distanța dintre terminale, pe direcția curentului (fig. 7.38; 7.39);
A — aria secțiunii transversale a rezistorului.

Aria transversală A este numeric egală cu produsul dintre grosimea t a peliculei și lățimea l a rezistorului (fig. 7.38), deci:

$$A = tl. \tag{7.2}$$

Înlocuind (7.2) în (7.1), se obține succesiv:

$$R_i = \rho \frac{L}{tl} = \frac{\rho}{t} \cdot \frac{L}{l}. \tag{7.3}$$

Grosimea stratului fiind relativ constantă, valoarea rezistenței depinde numai de dimensiunile L și l. Această observație conduce la definirea **rezistivității peliculare** sau superficiale ρ_s, care este *raportul dintre* ρ, *rezistivitatea de volum a materialului, și grosimea t a peliculei.*

$$\rho_s = \frac{\rho}{t}. \tag{7.4}$$

Rezistivitatea superficială se exprimă în *ohm/pătrat* (scris $\Omega/\square$), *indiferent de mărimea pătratului.*

Rezistoarele cu peliculă groasă au grosimi de 10 pînă la 30 μm.

- Raportul $\frac{L}{l} = N$ definește **raportul de aspect** al rezistorului pelicular și este egal cu *numărul de pătrate de latură l al rezistorului.*

Raportul de aspect al rezistorului cu peliculă groasă nu poate fi mai mare de 10:1 sau mai mic de 1:3. Raportul 1:1 definește rezistorul pătrat, a cărui rezistență este numeric egală cu rezistivitatea peliculară a cernelii depuse. Dacă l este mai mare decît L, raportul de aspect este subunitar și este numit *raport invers de aspect* (fig. 7.39).

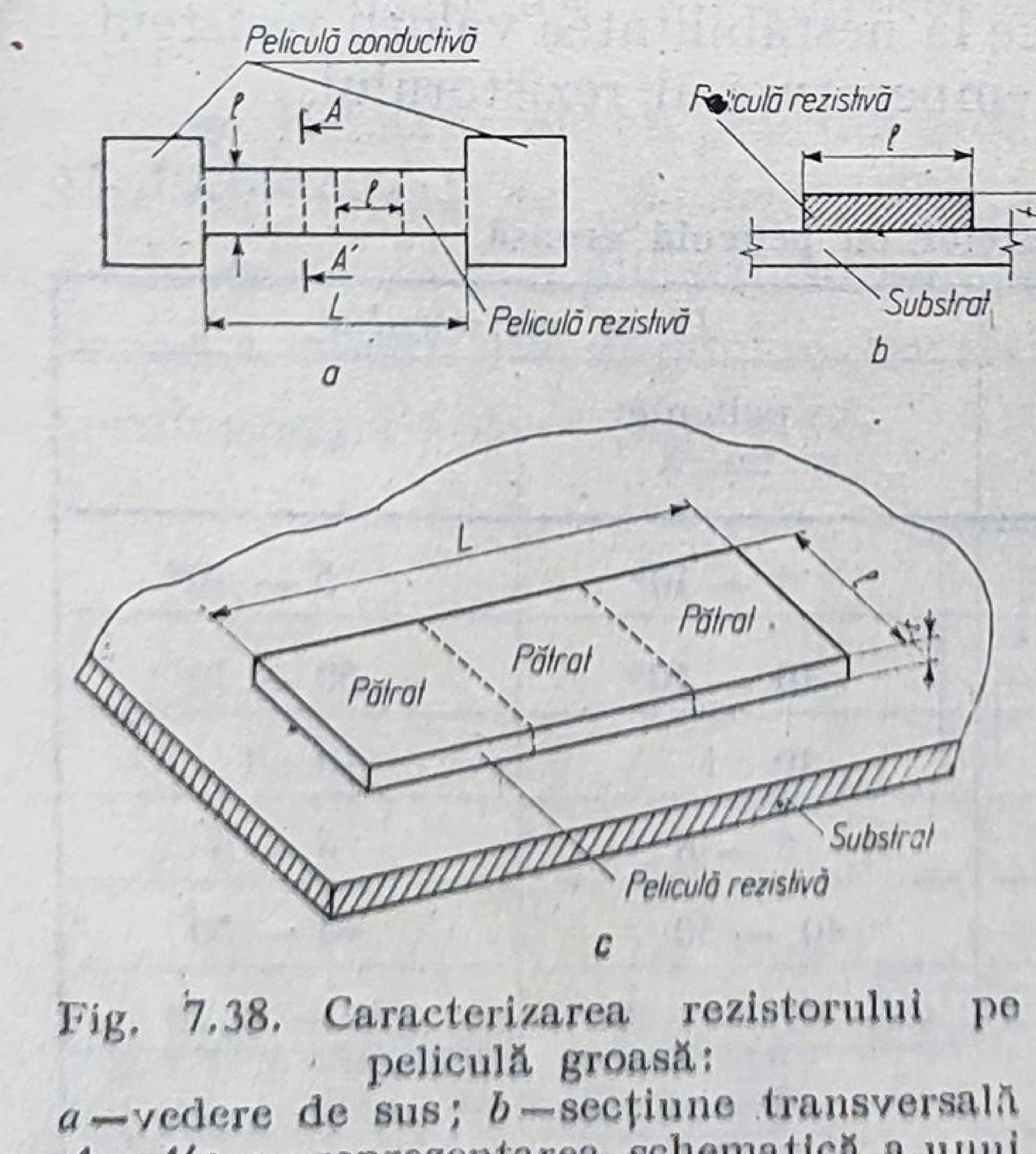


Fig. 7.38. Caracterizarea rezistorului pe peliculă groasă:
a — vedere de sus; *b* — secțiune transversală $A-A'$; *c* — reprezentarea schematică a unui rezistor pelicular cu raport de aspect 3:1.

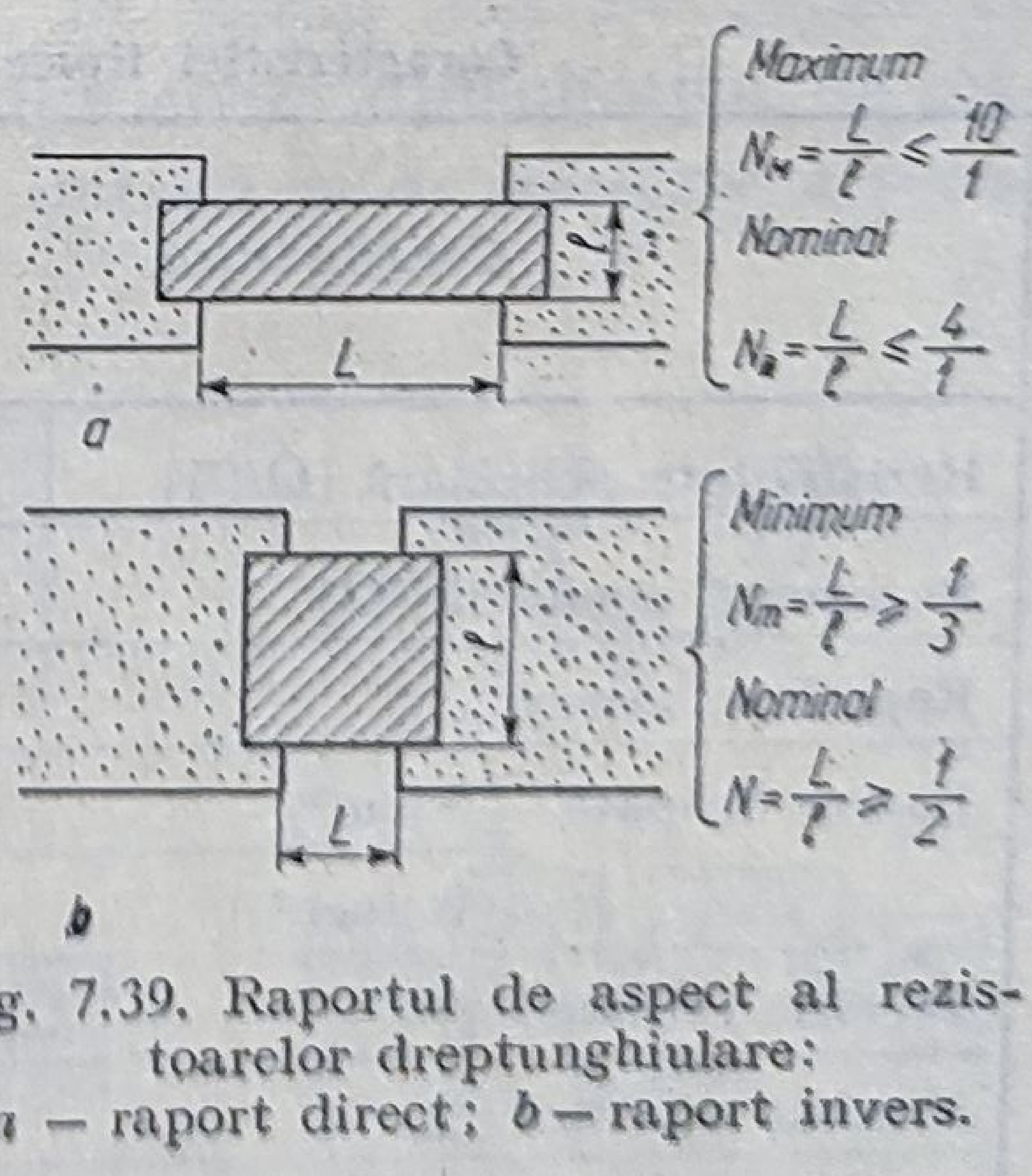


Fig. 7.39. Raportul de aspect al rezistoarelor dreptunghiulare:
a — raport direct; *b* — raport invers.

7.4.4.2. TIPURI DE REZISTOARE CU STRATURI GROASE

Cernelurile utilizate — numite cerneluri rezistive — sînt de două categorii:

— *cermeturi* — amestecuri de pulberi de metale preţioase sau oxizi ai acestora şi pulbere de sticlă, în suspensie într-un liant organic;

— *metalice* — pulbere de metal nobil în suspensie într-un liant organic.

În funcţie de performanţele necesare ale rezistorului se aleg acele cerneluri care, pentru dimensiunea dată a substratului au rezistivitatea peliculară necesară. De asemenea se preferă acele cerneluri care permit obţinerea celor mai mult componente într-un proces de depunere-ardere sau, altfel spus, care necesită cele mai puţine operaţii de mascare pentru realizarea circuitului.

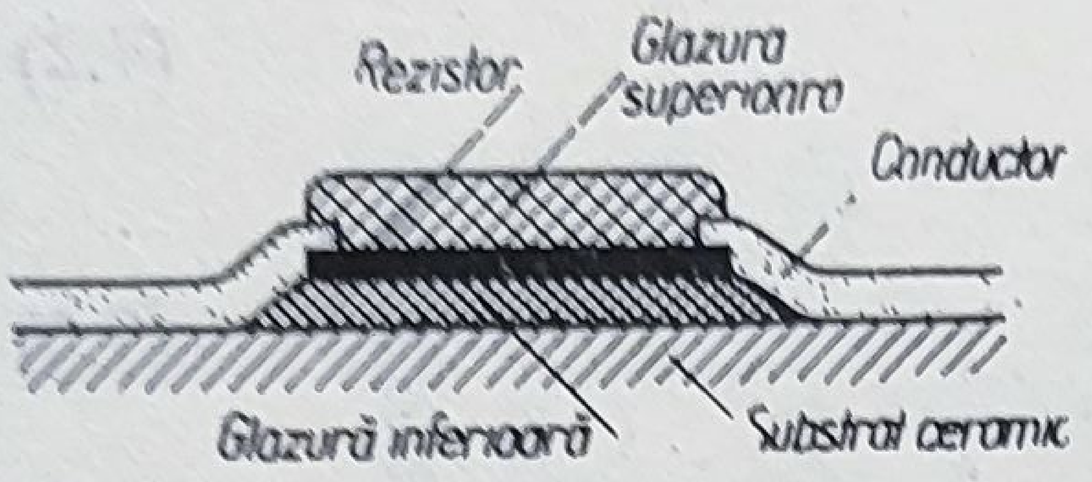


Fig. 7.40. Rezistor cu peliculă metalică groasă, pe substrat ceramic.

Este recomandabil să nu se utilizeze mai mult de 3 tipuri de cerneală.

• **Rezistoarele metalice** au grosime mai mică decît rezistoarele cermet, dar pentru asigurarea unor suprafeţe netede necesită utilizarea unei glazuri inferioare (fig. 7.40), procedeu folosit şi în tehnica straturilor subţiri. Glazura izolează rezistorul de substrat aşa încît acesta nu mai influenţează rezistivitatea rezistorului şi coeficientul lui de temperatură. Protecţia superioară a rezistorului metalic se realizează cu o glazură cu punct de topire scăzut.

• **Rezistoarele cermet** sînt cele mai utilizate în tehnologia straturilor groase. Ele oferă o gamă largă de rezistivităţi şi sînt mai puţin sensibile la asperităţile substratului, glazurarea inferioară nemaifiind necesară. Glazurarea superioară se practică şi la acest tip de rezistoare, deoarece măreşte stabilitatea rezistorului şi conferă o rezistenţă mecanică mai mare, structurile glazurate putînd astfel să fie suprapuse în timpul procesului automat de prelucrare.

7.4.4.3. CARACTERISTICILE REZISTOARELOR CU STRATURI GROASE (tab. 7.6)

• **Temperaturile de ardere** sînt cuprinse între 700°C şi 800°C. Arderea sub sau peste temperaturile limită conduce la nestabilitatea valorii rezistenţei în timp sau la creşterea coeficientului de temperatură al rezistorului.

TABELUL 7.6

Caracteristici tipice ale rezistoarelor cu peliculă groasă

Caracteristica	*Tipul rezistorului*	
	cu peliculă metalică	cermet
Rezistivitate peliculară [Ω/□]	$1 - 10^5$	$5 - 10^6$
Rezistenţă nominală [Ω]	$10 - 10^6$	$50 - 10^7$
Raport de aspect	10 : 1	10 : 1
Putere disipată [W/cm²]	6 – 8	6 – 8
[W/inch²]	40 – 50	40 – 50
Precizie iniţială [%]	± 10 – ±20	± 10 – ±20
Precizia ajustării [%]	±1	±1
Coeficientul de temperatură [ppm/°C]	±500	± 100 – ±500

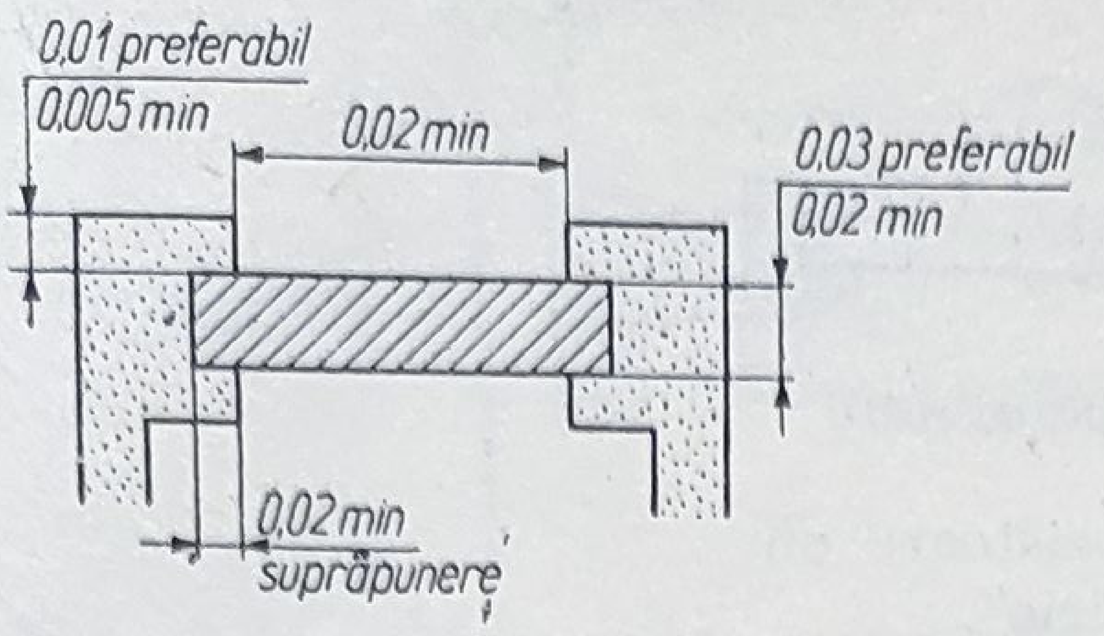


Fig. 7.41. Dimensiuni uzuale pentru rezistoare peliculare dreptunghiulare.

● **Coeficientul de temperatură al rezistoarelor** (CTR) depinde de rezistivitatea peliculară, iar la cele de tip cermet — şi de caracteristicile substratului. CTR nominal este determinat în mod particular pentru fiecare material utilizat, iar pentru un material dat poate varia de la lot la lot de produse.

● **Dispersia valorilor rezistoarelor** cu straturi groase este afectată de dimensiunea rezistorului, de condiţiile de imprimare, de neuniformitatea substratului, execuţia tiparului pe sita serigrafică, fluiditatea cernelii, variaţiile de tensionare a sitei, alunecarea maşinii de imprimat etc., precum şi de poziţia rezistorului pe substrat.

În general, dispersia poate fi redusă prin proiectarea rezistoarelor cu arie cît mai mare posibil. *Dimensiunile rezistorului* sînt însă limitate de aria disponibilă a substratului, de caracteristicile acestuia şi de costul materialelor. Dacă lungimea rezistorului atinge 0,2 inch (5,5 mm), curbura şi planeitatea substratului devin tot mai importante; peste această lungime, suprafaţa substratului trebuie prelucrată plan (adică polizată pe maşini de rectificat de mare precizie). Dimensiunea minimă a rezistorului este limitată pe de o parte de puterea nominală a rezistorului, iar pe de alta — de posibilităţile tehnologice. Dimensiunea minimă preferată a pătratului este de 0,03/0,03 inch (0,76/0,76 mm), uzual fiind acceptate şi pătrate de 0,02/0,02 inch (0,5/0,5 mm) (fig. 7.41).

Precizia iniţială de realizare a rezistoarelor cu peliculă groasă conduce la toleranţe largi (15—20%). Din acest motiv, la proiectare rezistoarele se dimensionează cu arie mare şi valoare scăzută a rezistenţei, iar după ardere pelicula este ajustată în lăţime, pînă la obţinerea rezistenţei dorite. Precizia ajustării permite obţinerea unor toleranţe de 2% sau 5%, cu atenţie specială realizîndu-se chiar toleranţe sub 1%.

Ajustarea se face cel mai frecvent prin sablare. Există şi metode de ajustare cu fascicul laser, cu ajutorul ultrasunetelor sau descărcări de radiofrecvenţă.

● Rezistoarele cu peliculă groasă se realizează sub **formă** *dreptunghiulară* sau sub formă *de „pălărie"*. Formele curbe, în zigzag sau alte forme cu geometrie mai complicată nu sînt acceptate, din cauza dificultăţilor de realizare a măştii de depunere pe sită în faza iniţială şi de ajustare a rezistorului după ardere (fig. 7.42).

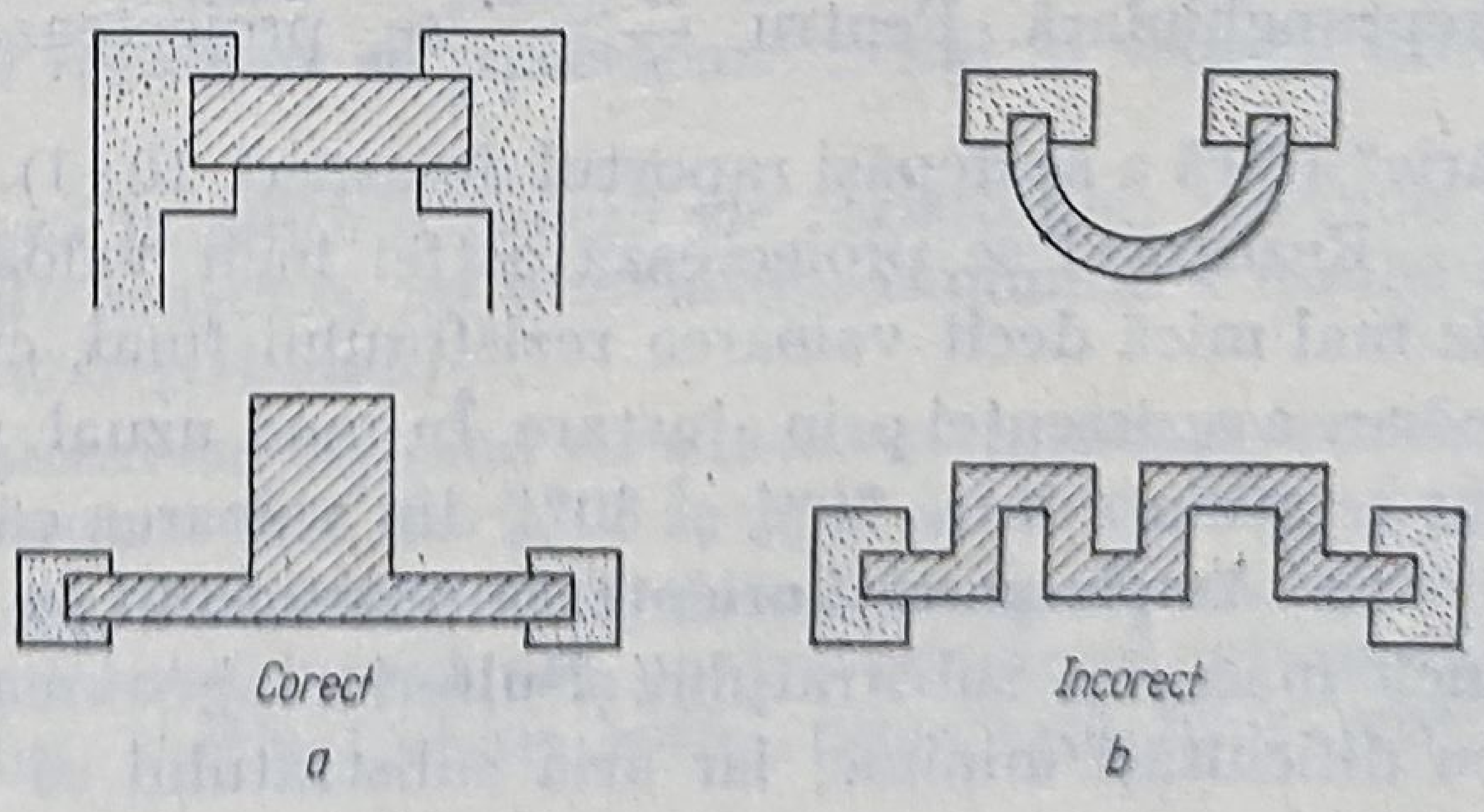


Fig. 7.42. Configuraţii posibile pentru rezistoare cu peliculă groasă: *a* — corect; *b* — incorect.

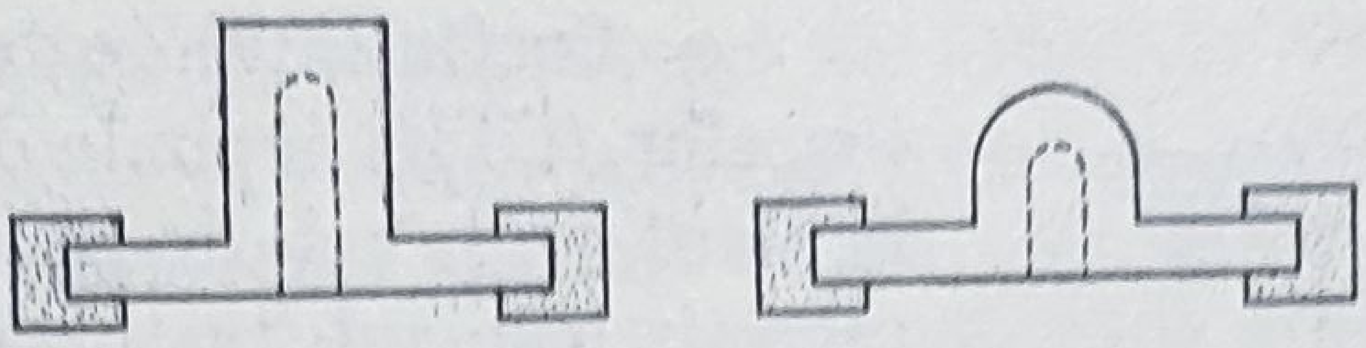


Fig. 7.43. Configurații pentru rezistoare cu peliculă groasă, tip „pălărie".

Rezistoarelor dreptunghiulare li se permite un raport de aspect de maximum 6:1. Dacă acest raport trebuie depășit, se alege forma de tip „pălărie". Configurațiile de bază pentru aceste forme de rezistoare sînt arătate în figura 7.43. Liniile întrerupte indică porțiunea de pastă care se înlătură prin ajustare. Sînt preferate formele cu colțuri ascuțite, deoarece pentru acestea procesele de mascare și ajustare sînt mai simple.

7.4.4.4. TEHNOLOGIA DE PROIECTARE A REZISTOARELOR PELICULARE

● **Alegerea pastei de imprimare.** În funcție de valoarea rezistenței ce trebuie proiectată se alege acea pastă care are rezistivitatea peliculară de o asemenea valoare, încît cu un factor de formă corespunzător să se poată obține cît mai multe componente cu aceeași pastă (deci acea pastă pentru care sînt necesare cele mai puține operații de mascare). Cînd puterea nominală a rezistorului este scăzută, se alege pasta cu care se obține aria minimă a rezistorului.

● **Determinarea densității de putere a peliculei.** Se compară densitatea de putere disipată la cea mai înaltă temperatură de lucru a circuitului hibrid în funcționare cu densitatea admisibilă de putere a peliculei. Dacă la rezistorul proiectat se depășește densitatea admisibilă de putere a peliculei, se reproiectează componenta cu o arie mai mare, pentru micșorarea puterii superficiale.

● **Determinarea dimensiunilor rezistorului neajustat.** Dimensionarea se face în funcție de raportul de aspect ales. Pentru $\frac{L}{l} \leqslant \frac{6}{1}$ se alege forma dreptunghiulară. Pentru $\frac{L}{l} > \frac{6}{1}$ se proiectează rezistor cu formă de „pălărie" (fără a se depăși raportul de aspect 10:1).

Rezistorul se proiectează astfel încît valoarea rezistorului neajustat să fie mai mică decît valoarea rezistorului final, cu procentul corespunzător de mărire a rezistenței prin ajustare. În mod uzual, rezistența rezistorului neajustat reprezintă între 50% și 80% din valoarea căutată (vezi anexa II).

● **Amplasarea și orientarea rezistorului pe substrat.** Se procedează astfel încît mascarea substratului și ulterior ajustarea rezistoarelor să fie realizate cu dificultăți minime, iar aria substratului să fie cît mai eficient utilizată.

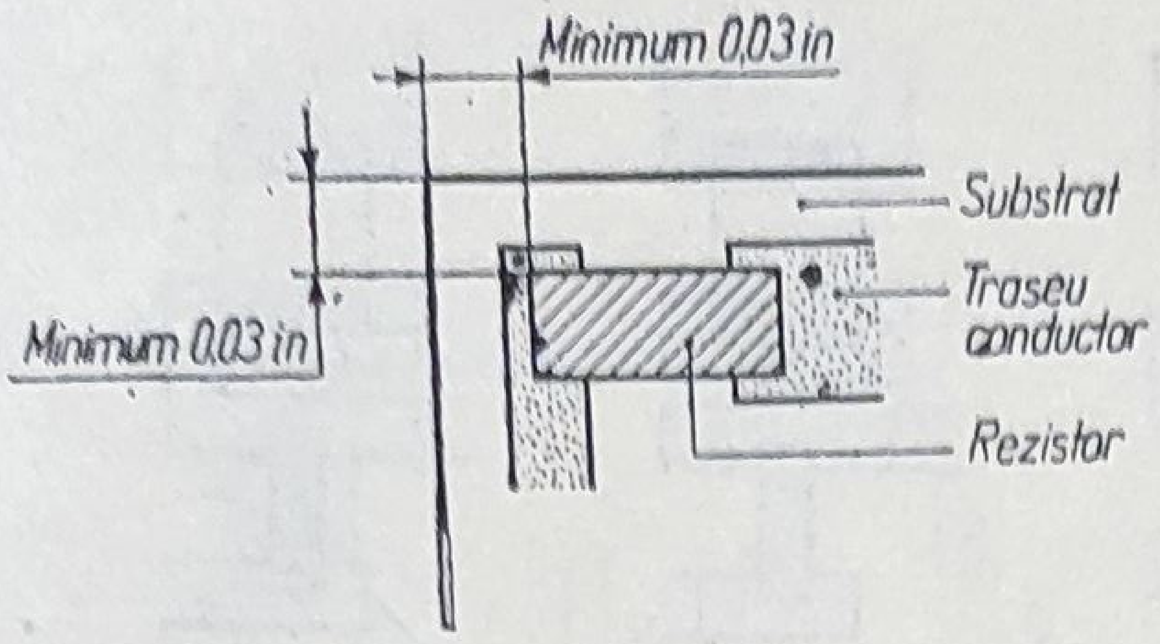


Fig. 7.44. Amplasarea rezistorului pe substrat.

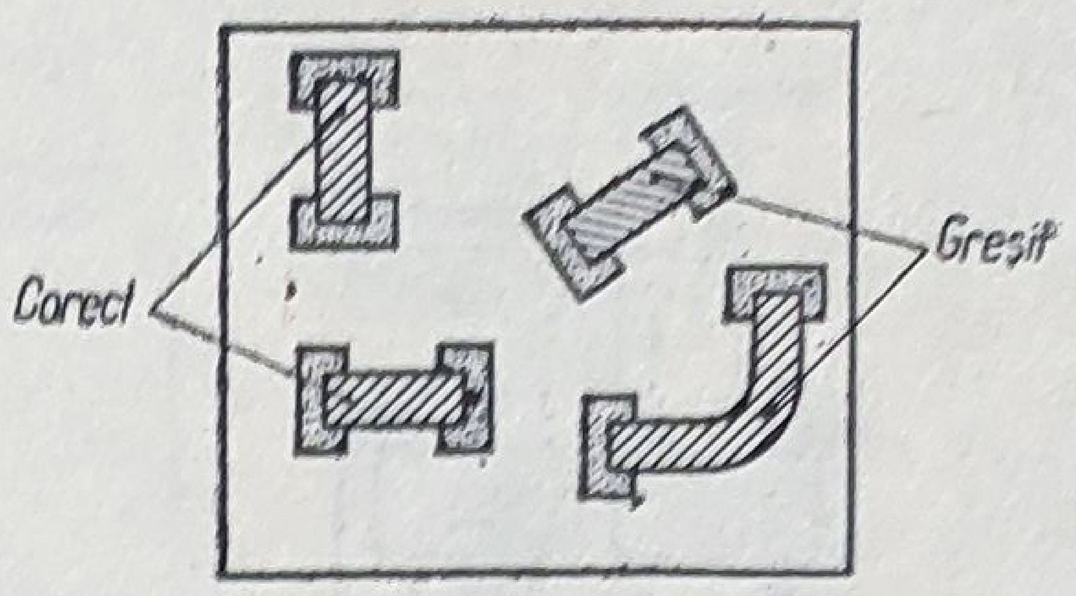


Fig. 7.45. Orientarea rezistorului pe substrat.

Aceste cerinţe se îndeplinesc respectînd unele *condiţii*, şi anume:

• rezistoarele se aşează cît mai departe posibil de colţurile substratului, spaţiul dintre rezistor şi substrat fiind de cel puţin 0,03 inch (0,76 mm) (fig. 7.44);

• rezistoarele care disipă putere mare se distribuie uniform pe întreaga arie a substratului, dar nu aproape de marginile acestuia;

• la circuitele imprimate pe ambele feţe, rezistoarele de putere mare nu se plasează opus una alteia;

• rezistoarele se orientează paralel cu marginile substratului (fig. 7.45). Este bine ca orientarea rezistoarelor să coincidă cu direcţia de lucru a maşinii de imprimat, iar dacă nu este posibil, măcar rezistoarele lungi să fie orientate pe această direcţie;

• se proiectează rezistoarele în linie, menţinînd între ele spaţiu suficient pentru a fi posibilă ajustarea lor simultană.

• **Proiectarea interfeţei rezistor-conductor.** În structura circuitului, rezistorul trebuie să se suprapună peste insulele de contact ale conductorului pe o distanţă de minimum 0,02 inch (0,5 mm) la fiecare capăt în direcţia curentului, lăţimea insulei de contact depăşind lăţimea rezistorului cu cel puţin 0,02 inch (0,5 mm), iar metalizarea depăşind cu cel puţin 0,005 inch (0,12 mm) capătul rezistenţei, perpendicular pe direcţia curentului (v. fig. 7.40).

Amplasarea rezistorului faţă de celelalte componente se face aşa încît.

• dimensiunea rezistorului care nu trebuie ajustată să fie aşezată la cel puţin 0,02 inch ($\cong$ 0,5 mm) faţă de alte forme conductoare (conductoare, insule de contact, alte rezistoare sau orice altă componentă realizată prin mascare), distanţa minimă preferată — cînd este posibil — fiind de 0,03 inch (0,76 mm);

• dimensiunea care trebuie ajustată să fie la cel puţin 0,04 inch (1 mm) de orice altă formă mascată, iar cînd este posibil — la cel puţin 0,05 inch (1,27 mm), distanţă necesară pentru a permite ajustarea fără dificultăţi.

Insulele de contact pentru rezistoare se proiectează avînd în vedere următoarele:

• contactele se realizează la ambele capete ale rezistorului aşa încît să permită potrivirea sondelor de ajustare, iar dimensiunea minimă a insulei de contact să fie de 0,04/0,04 inch (1/1 mm);

• cînd mai multe rezistoare se termină cu o aceeaşi insulă de contact, distanţa minimă dintre rezistoare este de 0,01 inch (0,25 mm) (fig. 7.46);

• cînd insula de contact a rezistorului este folosită şi pentru contactul unui terminal exterior al circuitului hibrid sau pentru contactul intern cu o altă componentă a circuitului, insula trebuie astfel proiectată încît pastila

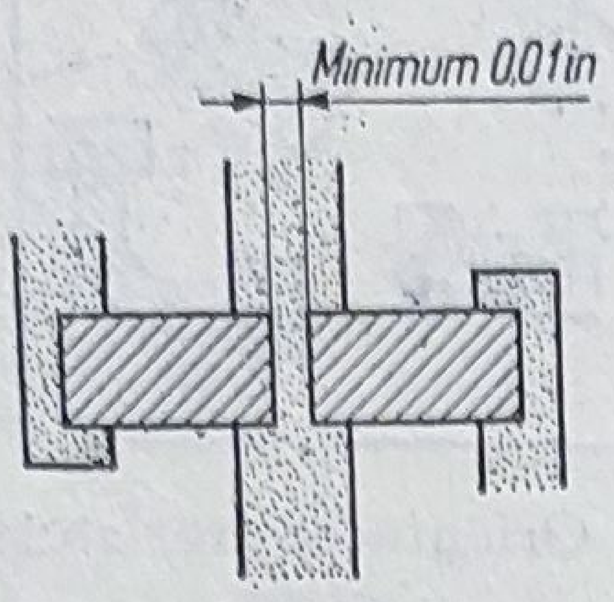
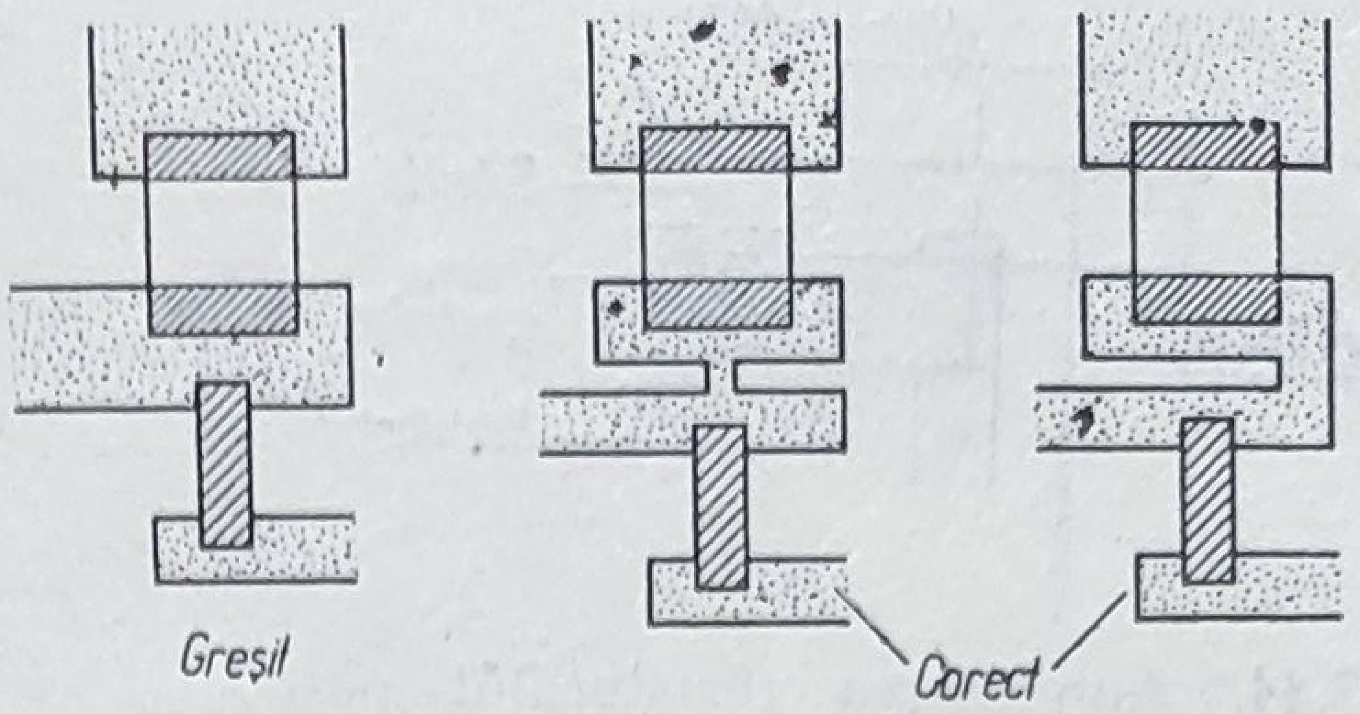


Fig. 7.46. Rezistoare diferite cu aceeași insulă de contact.



Fg 7.47 Insule de contact ccmune pentru rezistoare peliculare și alte componente.

rezistorului să nu afecteze montarea componentelor discrete sau a terminalelor metalice spre exterior (fig. 7.47).

7.4.5. CONDUCTOARE ÎN TEHNOLOGIA STRATURILOR GROASE

Conexiunile din circuitele hibride cu straturi groase se realizează din conductoare depuse serigrafic și tratate termic prin *aceleași procedee folosite și pentru rezistoare*. Deosebirile apar la pasta utilizată, care este de rezistivitate foarte mică, și la temperaturile mai ridicate de ardere, conductoarele fiind tratate termic înaintea celorlalte componente.

● **Pasta conductivă** se realizează din pulberi foarte fine de paladiu-argint, platină-argint sau platină-aur, în suspensie într-un liant organic. Rezistivitatea conductoarelor este foarte scăzută (0,01—0,1 Ω/□ pentru grosimi de cca. 25 μm sau $1{,}3 \times 10^{-5}\ \Omega \cdot cm$ pentru conductoare de 10 μm).

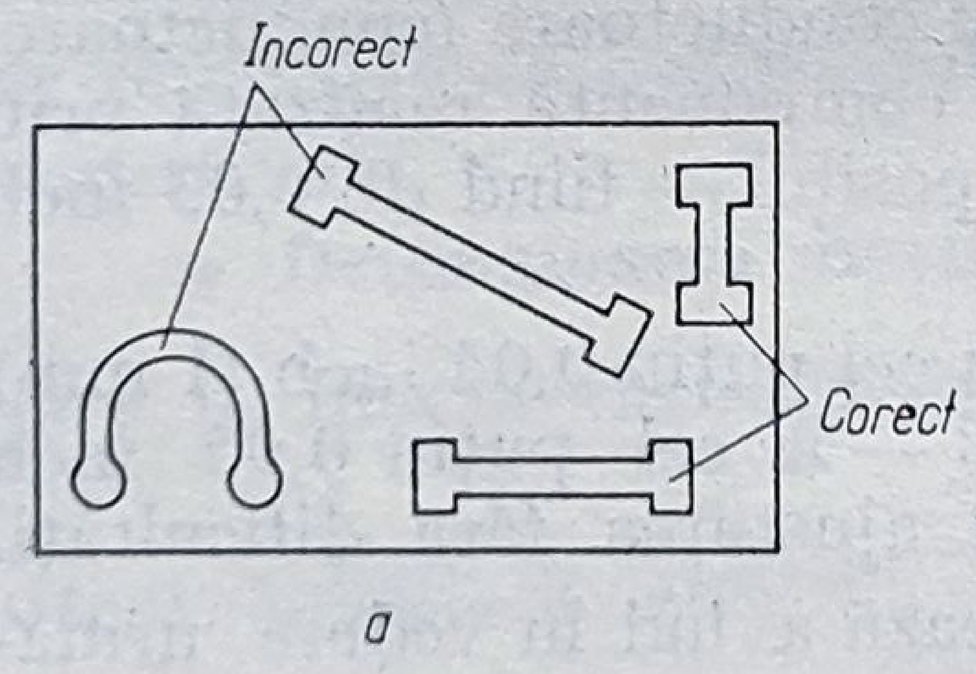
● **Duratele tratamentului termic** în diferite zone de temperatură se stabilesc astfel încît să se obțină conductivitate cît mai ridicată a conductorului, aderență bună la substrat și ușurință la lipire a componentelor discrete.

● În **proiectarea sistemului de conexiuni** se recomandă a fi respectate următoarele **condiții**:

● conductoarele să fie rectilinii, paralele cu laturile substratului, iar insulele de contact (padurile) să fie de formă pătrată și amplasate astfel pentru a ușura procesul de depunere (fig. 7.48, *a*). Conductoarele nu trebuie să se apropie mai mult de 0,02 inch (0,5 mm) de marginile substratului pentru a ușura depunerea;

Se va evita trasarea conexiunilor peste muchiile substratului (fig. 7.48, *b*), deoarece imprimarea peste muchii necesită scule speciale, reduce productivitatea și micșorează fiabilitatea circuitului.

● traseele conductoare să fie cît mai scurte, dar cît mai late posibil, pentru a avea rezistență cît mai mică și a nu prezenta capacități parazite importante;



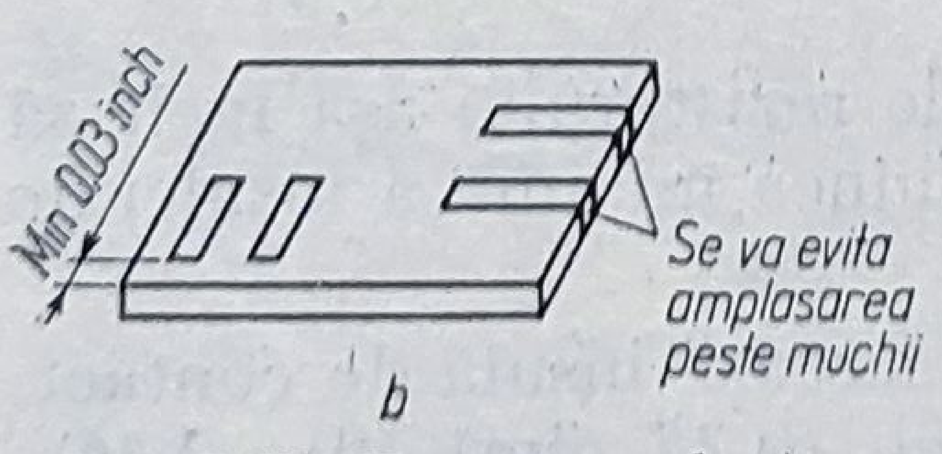


Fig. 7.48. Trasee conductoare: *a* — configurații și amplasări de trasee conductoare; *b* — amplasarea conductoarelor față de marginea substratului.

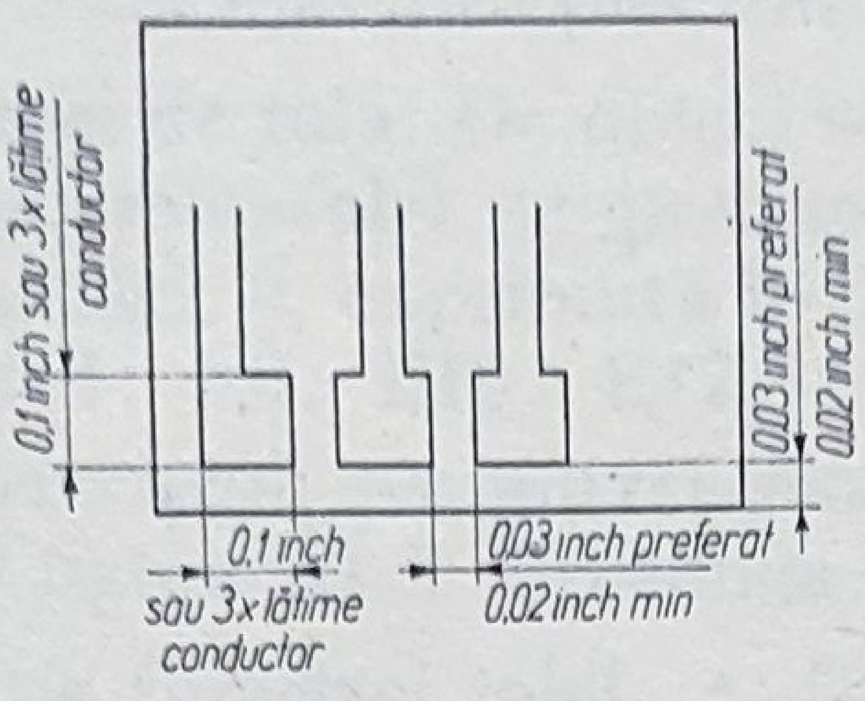


Fig. 7.49. Contacte pentru terminalele exterioare.

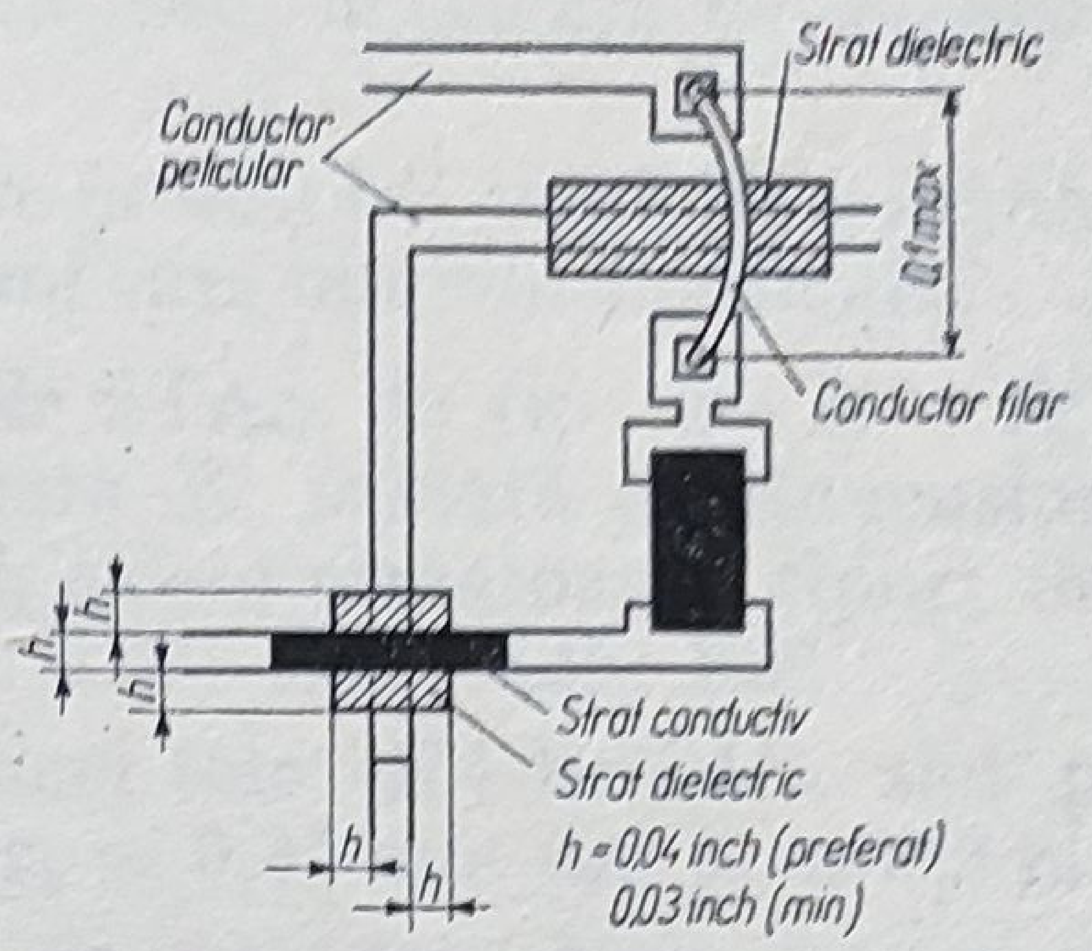


Fig. 7.50. Tehnici de încrucișare a traseelor la circuitele hibride cu straturi groase.

• lățimea minimă a conductoarelor să fie de 0,01 inch (0,25 mm), preferabil 0,02 inch (0,5 mm), iar distanța minimă dintre conductoare sau dintre conductoare și paduri să fie de 0,02 inch (0,5 mm);

• pe cît este posibil, imprimarea să fie făcută pe o singură față a substratului, imprimarea pe ambele fețe implicînd dificultăți de mascare, depunere și în special de ardere a peliculei depuse;

• insulele de contact pentru terminalele exterioare vor avea dimensiunile și pozițiile relative indicate în figura 7.49;

• încrucișările de trasee se evită cît mai mult posibil. Ele majorează costul, reduc productivitatea și conduc la diferite mecanisme de defectare. Dacă însă nu pot fi evitate, se pot realiza încrucișări fie prin depunere, fie cu fir conductor. În ambele cazuri este necesară o depunere dielectrică peste conductorul depus inițial. Insula izolatoare dielectrică trebuie să depășească cu cel puțin 0,03 inch (0,76 mm) lățimea conductorului.

Dacă încrucișarea se face cu conductor pelicular, aceasta necesită încă o depunere și o ardere. Dacă încrucișarea se face cu fir conductor (din aur sau aluminiu), acesta este fixat prin termocompresie sau cu ajutorul ultrasunetelor. În figura 7.50 sînt arătate moduri de încrucișări practicate la circuitele hibride cu straturi groase.

ANEXA I

PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI DE REȚEA, DE MICĂ PUTERE

AI.1. Generalități

● Transformatorul de rețea monofazic de mică putere este o componentă prezentă în aproape toate tipurile de scheme de alimentare ale aparatelor electronice staționare. El este destinat să realizeze următoarele **funcțiuni**:

— *modifică valorile tensiunilor și curenților*, de la nivelul la care sînt preluate de către circuitul primar, de la rețea, la valorile cerute în circuitul sau circuitele secundarului;

— *izolează galvanic față de rețea* șasiul aparatului electronic, în care este montat, asigurînd astfel electrosecuritatea persoanelor care îl manipulează.

● Un transformator de rețea are următoarele **părți componente** (fig. AI.1):

— *carcasă electroizolantă;*
— *înfășurări:* primară și secundară (sau secundare);
— *miez magnetic;*
— *sistem de strîngere a miezului și de fixare a transformatorului.*

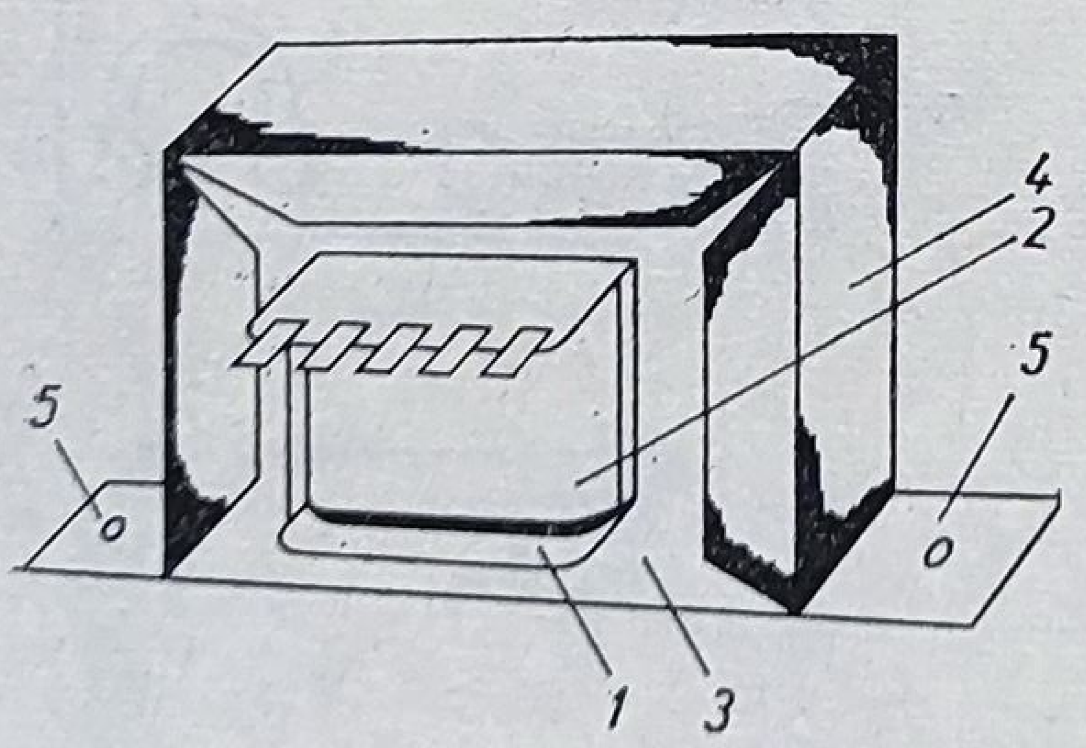


Fig. AI.1. Transformator de rețea asamblat:
1 — carcasă; 2 — înfășurări (bobinaj); 3 — miez magnetic; 4 — manta, pentru strîngerea miezului; 5 — urechi prevăzute cu orificii de fixare.

Înfășurările primară și secundară (sau secundare) sînt confecționate din conductoare de cupru sau aluminiu, izolate cu email și așezate pe o carcasă din material electroizolant (prespan, textolit, steclotextolit, material plastic etc.).

În interiorul carcasei se găsește introdus miezul magnetic, constituit din tole de tablă de ferosiliciu, strînse cu o manta. Tolele se obțin prin ștanțare, în matrițe, după care se supun unui tratament termic de recoacere, pentru detensionare și refacerea proprietăților magnetice afectate de prelucrarea mecanică. Mantaua este realizată tot prin ștanțare, din tablă de fier de 1—1,5 mm grosime care apoi este acoperită gal-

vanic (de obicei — zincat pasivizat). Întregul transformator este de obicei impregnat, prin imersie în parafină topită sau în lacuri ce polimerizează prin încălzire în cuptor, la 80—100°C.

Pentru a înțelege mai ușor metodica proiectării unui transformator de rețea, se cer mai întîi precizate unele **noțiuni care intervin în calcule.**

Tipul de tolă. De obicei se folosesc tole STAS, de tip (E+I) — fig. AI.2. Dimensiunile tolei se precizează prin litera E, urmată de dimensiunea de bază a tolei, a, exprimată în [mm]. Astfel, există următoarele tipuri de tolă: E5; E6,4; E8; E10; E12,5; E14; E16; E18; E20; E25; E32.

Principalii parametri geometrici, ai unei tole (E+I)STAS, sînt prezentați în figura AI.2. Grosimea tolelor este $g_1 = 0{,}35$ mm sau $g_2 = 0{,}5$ mm.

Aria ferestrei tolei, A_F [cm²], reprezintă suprafața destinată introducerii înfășurărilor și este prezentată hașurat în figura AI.2.

Valoarea ei este dată de relația:

$$A_F\,[\text{cm}^2] = 0{,}03 \cdot a^2\,[\text{mm}].$$

Secțiunea în fier, S_{Fe} [cm²], reprezintă aria secțiunii miezului magnetic situat în interiorul carcasei bobinate (fig. AI.3).

Factorul de umplere a ferestrei, γ, reprezintă raportul dintre aria totală A_{tot} [cm²] ocupată de înfășurări în fereastra tolei și aria ferestrei tolei, A_F (cm²]:

$$\gamma = \frac{A_{tot}\,[\text{cm}^2]}{A_F\,[\text{cm}^2]} = \frac{A_{tot}\,[\text{cm}^2]}{0{,}03 \cdot a^2\,[\text{mm}]}.$$

Valoarea lui γ este de obicei (0,65—0,75), pentru ca transformatorul să poată fi realizat comod în producția de serie.

AI.2. Date inițiale de proiectare

De obicei, din proiectarea schemei electrice a unui produs electronic dotat în partea de alimentare cu transformator de rețea, rezultă valorile eficace ale tensiunilor și curenților necesare în secundar, U_{2k}, respectiv I_{2k}, precum și numărul de înfășurări secundare, K (fig. AI.4). Se cunoaște, de asemenea, tensiunea eficace în primar, $U_1 = 220$ V, care este tensiunea rețelei monofazice de curent alternativ, precum și frecvența rețelei, care este de 50 Hz.

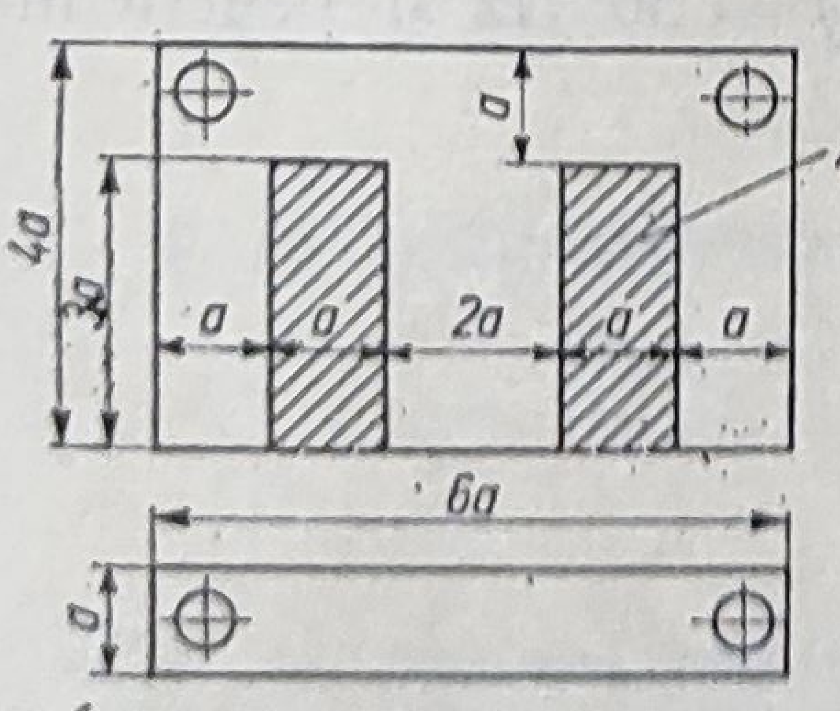


Fig. AI.2. Tolă STAS economică: A_F — aria ferestrei tolei.

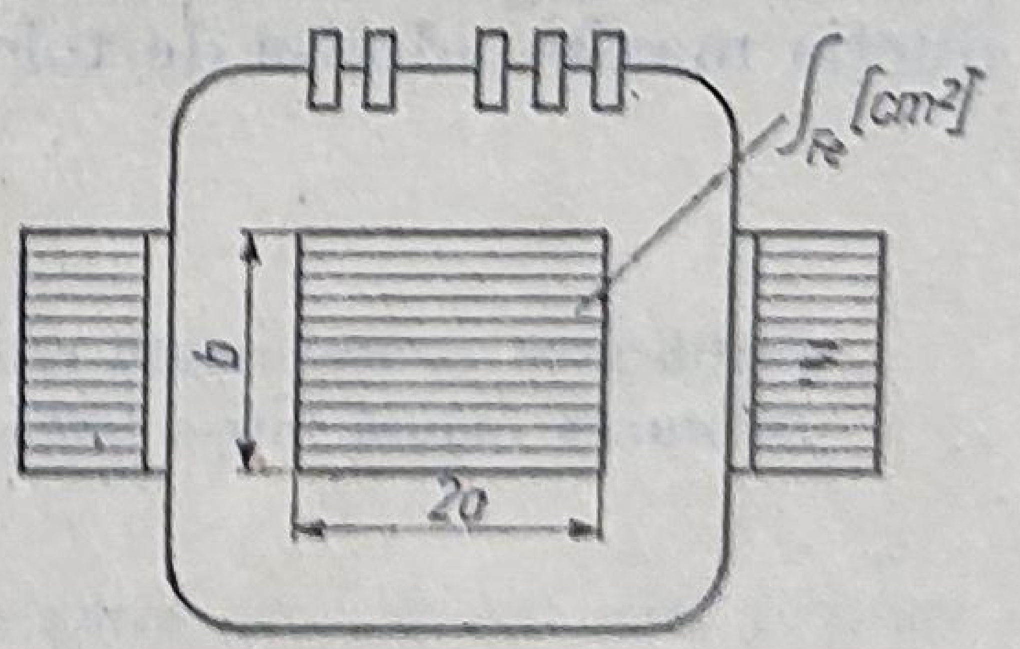


Fig. AI.3. Secțiune transversală prin transformatorul de rețea: S_{Fe} — secțiunea în fier.

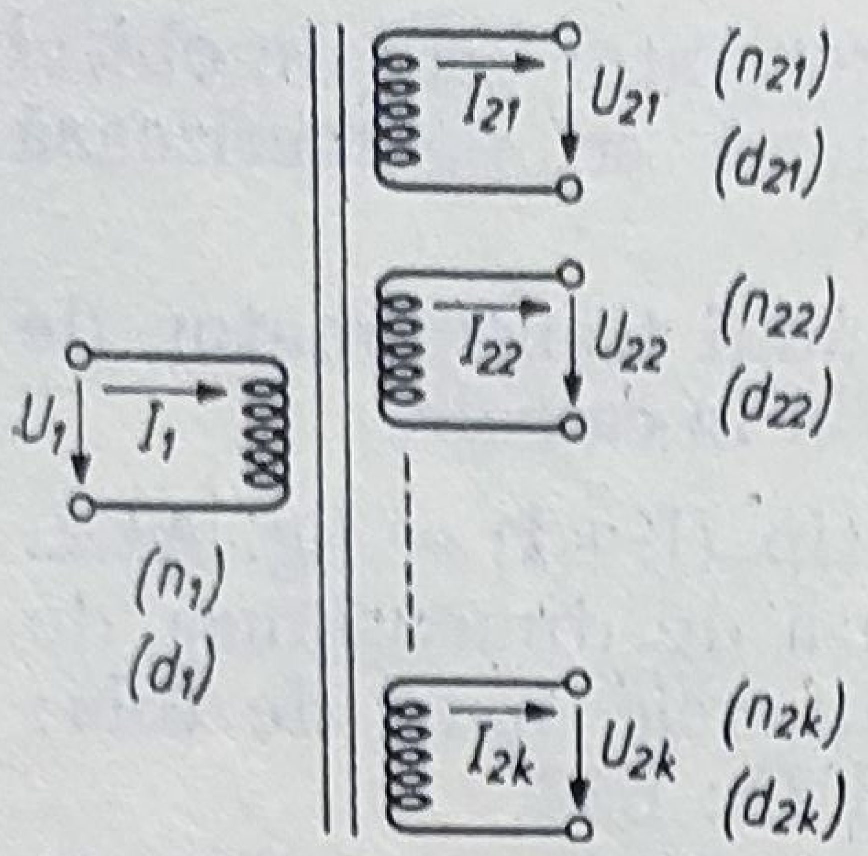


Fig. AI.4. Transformator de rețea — schemă electrică:
n_1 — numărul de spire al înfășurării primare;
n_{2k} — numărul de spire al secundarului k;
d_1 — diametrul conductorului din primar;
d_{2k} — diametrul conductorului din secundarul k.

Prin proiectarea transformatorului se urmărește găsirea prin calcul a datelor necesare realizării sale în practică, și anume:

n_1 — numărul de spire din primar;
n_{2k} — numărul de spire din secundarul k;
d_1 — diametrul sîrmei de bobinaj din primar;
d_{2k} — diametrul sîrmei de bobinaj din secundarul k;
a — tipul de tolă STAS;
N — numărul de tole necesar.

AI.3. Metodica de proiectare a transformatorului de rețea

• *Se evaluează puterea totală absorbită din secundar*, P_2[W], astfel:

$$P_2[\mathrm{W}] = \sum_k P_{2k} = \sum_k U_{2k} I_{2k}.$$

• În continuare, *se calculează puterea absorbită în primar*, P_1[W], considerînd randamentul transformatorului $\eta \cong 0{,}85$:

$$P_1[\mathrm{W}] = \frac{P_2[\mathrm{W}]}{\eta} = \frac{P_2[\mathrm{W}]}{0{,}85} = 1{,}176\ P_2[\mathrm{W}].$$

• *Se dimensionează secțiunea în fier*, $S_{Fe}[\mathrm{cm}^2]$, *a miezului magnetic*, din relația:

$$S_{Fe}[\mathrm{cm}^2] = (0{,}8 \ldots 1{,}6)\sqrt{P_1[\mathrm{W}]}.$$

De obicei, pentru început se alege:

$$S_{Fe}[\mathrm{cm}^2] = 1{,}2\sqrt{P_1[\mathrm{W}]}.$$

• *Se calculează numărul necesar de spire pe volt*, n_0, cu relația:

$$n_0[\mathrm{sp/V}] = \frac{40}{S_{Fe}[\mathrm{cm}^2]},$$

dedusă din legea inducției electromagnetice, pentru $f = 50$ Hz și pentru inducția maxim admisă de tole:

$$B_{max} = 1{,}2\ \mathrm{T}.$$

Justificarea acestei relații este următoarea:
Tensiunea indusă într-o înfășurare de n spire este:

$$U = -\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t},$$

unde Φ este fluxul magnetic prin miezul transformatorului. Dar $\Phi = BS_{Fe}$, unde B este inducția în miez. Considerînd că relațiile anterioare sînt scrise în valori eficace (tensiunea se

exprimă de regulă în valori efective), rezultă că prima relație poate fi retranscrisă în *regim sinusoidal* astfel:

$$U_{ef} = S_{Fe} \frac{dB_{ef}}{dt}$$

sau, trecînd la valori de vîrf pentru inducție:

$$U_{ef}\sqrt{2} = S_{Fe} \frac{dB_v}{dt},$$

unde B_v este amplitudinea inducției în regim sinusoidal.

Deoarece în regim sinusoidal derivarea unei mărimi în raport cu timpul este echivalentă cu înmulțirea cu $\omega = 2\pi f$, unde f este frecvența, relația anterioară scrisă pentru amplitudini devine:

$$U_{ef}\sqrt{2} = S_{Fe}\, 2\pi f\, B_v.$$

Cum inducția în miez, pentru tole de ferosiliciu laminat la cald, poate lua cel mult valoarea $B_{max} = 1{,}2$ T, rezultă că numărul de spire pe volt (necesar pentru a obține o tensiune indusă de 1 V eficace) este:

$$n_0 = \frac{n}{U_{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f\, S_{Fe}\, B_{max}}.$$

Pentru $f = 50$ Hz și S_{Fe} exprimat în [cm²], rezultă:

$$n_0 = \frac{\sqrt{2}\cdot 10^4}{100\cdot S_{Fe}\,[\mathrm{cm}^2]\cdot 1{,}2} = \frac{38}{S_{Fe}\,[\mathrm{cm}^2]}.$$

Se alege acoperitor:

$$n_0 = \frac{40 \div 48}{S_{Fe}\,[\mathrm{cm}^2]}$$

deoarece astfel se evită saturația puternică a miezului la o creștere a tensiunii de rețea peste valoarea normală de 220 V_{ef}.

- *Se calculează numărul de spire necesar în primar*, n_1, cu relația:

$$n_1 = n_0 U_1.$$

- *Se calculează numărul de spire al secundarului* k, n_{2k}, cu relația:

$$n_{2k} = 1{,}1\, U_{2k}\, n_0$$

- *Se evaluează curentul din primar*, I_1:

$$I_1[\mathrm{A}] = \frac{P_1[\mathrm{W}]}{U_1[\mathrm{V}]},$$

- *Se dimensionează diametrul* d_1[mm] *al sîrmei de bobinaj din primar și* d_{2k} [mm], *din secundarul* K, cu relația:

$$d_{1;2k}[\mathrm{mm}] = 0{,}65\sqrt{I_{1;2k}[\mathrm{A}]}$$

pentru o densitate de curent maxim admisă în cupru:

$$J_{max} = \frac{I}{\frac{\pi d^2}{4}} = 3\left[\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}\right].$$

Valoarea rezultată prin calcul pentru diametrul d [mm] se rotunjește la valoarea standardizată imediat superioară din tabelul AI.1.

TABELUL AI.1

Diametre STAS de conductoare de bobinaj și coeficienți de umplere

Diametrul STAS al conductorului [mm]	C_1 [*sp/cm²*] (*cu izolație între straturi*)	C_2 [*sp/cm²*] (*fără izolație între straturi*)
0,05	13 250	16 150
0,07	8 330	9 700
0,1	4 460	6 100
0,12	3 190	4 120
0,15	2 260	2 880
0,18	1 730	2 050
0,2	1 465	1 715
0,22	1 210	1 460
0,25	978	1 140
0,28	813	925
0,3	722	807
0,35	530	594
0,4	350	470
0,45	277	371
0,5	224	300
0,55	190	252
0,6	162	209
0,65	142	180
0,7	125	153
0,8	95,5	127
0,9	78	93
1	65	75
1,2	40,5	52
1,5	26,5	33,5
2	15,5	19

• *Se calculează aria ocupată de înfășurări în fereastra tolei pentru primar* A_1 [cm²] *și pentru secundar* A_2 [cm²], utilizînd coeficienții de calcul, C_1 pentru cazul că bobinajul se va face cu izolație între straturi, sau C_2 în cazul că bobinajul se va face fără izolație între straturi. Acești coeficienți sînt funcție de diametrul ales pentru conductoarele de bobinaj și sînt dați în tabelul AI.1.

$$A_1[\text{cm}^2] = \frac{n_1}{C_{1;\,2}}; \quad A_2[\text{cm}^2] = \frac{n_{2k}}{C_{1;\,2}}.$$

• *Se calculează aria totală ocupată de înfășurări,* A_{tot} [cm²]:

$$A_{tot}[\text{cm}^2] = A_1[\text{cm}^2] + A_2[\text{cm}^2].$$

• *Se dimensionează tola necesară,* respectiv parametrul a [mm], *pentru un factor de umplere optim* ($\gamma_0 = 0{,}7$) cu relația:

$$a[\text{mm}] = \sqrt{\frac{A_{tot}[\text{cm}^2]}{0{,}03 \cdot 0{,}7}} = 6{,}9\sqrt{A_{tot}[\text{cm}^2]}.$$

Dacă pentru parametrul a [mm] nu rezultă o valoare standardizată, atunci se alege valoarea standardizată imediat superioară sau inferioară și se verifică dacă, cu valoarea aleasă astfel, se obține:

$$\gamma_{STAS} = \sqrt{\frac{A_{tot}[\text{cm}^2]}{0{,}03\, a_{STAS}[\text{mm}]}} = 0{,}65 \div 0{,}75.$$

• *Se calculează grosimea pachetului de tole,* b [mm], utilizînd tola STAS:

$$b[\text{mm}] = \frac{S_{Fe}[\text{cm}^2]}{0{,}02\, a_{STAS}[\text{mm}]}.$$

• *Se calculează numărul de tole necesar pentru confecționarea miezului magnetic, funcție de grosimea acestora, g* (0,35 mm sau 0,5 mm):

$$N = \frac{b[\text{mm}]}{g[\text{mm}]}.$$

Metodica proiectării unui transformator de rețea se poate reține ușor, utilizînd tabelul recapitulativ AI.2.

TABELUL A I.2

Metodica proiectării transformatorului de rețea

Date inițiale de proiectare	*Date care trebuie să rezulte prin calcul*	*Relația de calcul utilizată*
U_{2k}[V]; I_{2k}[A]	P_2 [W]	$P_2 = \sum_k U_{2k} I_{2k}$
$\eta = 0{,}85$	P_1 [W]	$P_1 = 1{,}176\ P_2$
	S_{Fe} [cm²]	$S_{Fe} = 1{,}2\sqrt{P_1}$
B_{max} [T] f [Hz]	n_0 [sp/V]	$n_0 = \frac{(40 \div 48)}{S_{Fe}\,[\text{cm}^2]}$
U_1 [V]	n_1 [spire]	$n_1 = n_0 U_1$
k; U_{2k} [V]	n_{2k} [spire]	$n_{2k} = 1{,}1\ n_0 U_{2k}$
U_1 [V]	I_1 [A]	$I_1 = \frac{P_1}{U_1}$
I_{2k}; $J_{max} = 3\left[\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}\right]$	d_1 [mm]; d_{2k} [mm]	$d_{1;\,2k} = 0{,}65\sqrt{I_{1;\,2k}}$
C_1 — cu izolație între straturi C_2 — fără izolație între straturi	A_1 [cm²]; A_2 [cm²] A_{tot} [cm²]	$A_1 = \frac{n_1}{C_{1;\,2}}$; $A_2 = \frac{n_{2k}}{C_{1;\,2}}$ $A_{tot} = A_1 + A_2$
$\gamma_{optim} = 0{,}7$	a [mm] = tipul de tolă STAS	$a = 6{,}9\sqrt{A_{tot}}$
a_{STAS} [mm]	b [mm] = grosimea pachetului de tole	$b = \frac{S_{Fe}}{0{,}02\ a_{STAS}}$
$g = \begin{cases} 0{,}35 \text{ mm} \\ 0{,}5 \text{ mm} \end{cases}$	N (tole) = nr. de tole necesar	$N = \frac{b}{g}$

AI.4. Exemplu de proiectare

Se cere să se proiecteze un transformator de rețea care are ca date inițiale:

$$U_1 = 220\ \text{V};\ f = 50\ \text{Hz};$$

$$U_{21} = U_{22} = 24\ \text{V};\ I_{21} = I_{22} = 1{,}5\ \text{A};$$

$$U_{23} = 6{,}3\ \text{V};\ I_{23} = 0{,}3\ \text{A}.$$

• Se evaluează puterea totală în secundar:

$$P_2 = 2.24 \cdot 1,5 + 6,3 \cdot 0,3 = 73,89 \text{ W}.$$

• Puterea absorbită în primar pentru $\eta = 0,85$ va fi:

$$P_1 = 1,176 \cdot 73,89 = 86,89 \text{ W}.$$

• Secțiunea miezului S_{Fe} necesară este:

$$S_{Fe} = 1,2\sqrt{86,89} = 11,18 \text{ cm}^2.$$

• Numărul de spire/volt ce trebuie bobinat va fi:

$$n_0 = \frac{40}{11,18} = 3,6 \text{ sp/V}.$$

• Se calculează numărul de spire din primar:

$$n_1 = 3,6 \cdot 220 = 792 \text{ spire}.$$

• Se calculează numărul de spire al secundarelor:

$$n_{21} = n_{22} = 1,1 \cdot 3,6 \cdot 24 = 71 \text{ spire};$$

$$n_{23} = 1,1 \cdot 3,6 \cdot 6,3 = 24,8 \text{ spire}.$$

Valoarea n_{23} se rotunjește la:

$$n_{23} = 25 \text{ spire}.$$

• Se calculează curentul absorbit în primar:

$$I_1 = \frac{86 \cdot 89}{220} = 0,39 \text{ A}.$$

• Se evaluează diametrele conductoarelor din primar și din secundare:

$$d_1 = 0,65\sqrt{0,39} = 0,4 \text{ mm};$$

$$d_{21} = d_{22} = 0,65\sqrt{1,5} = 0,79 \text{ mm};$$

$$d_{23} = 0,65\sqrt{0,3} = 0,35 \text{ mm}.$$

Se aleg diametrele standardizate:

$$d_1 = 0,4 \text{ mm}; \; d_{21} = d_{22} = 0,8 \text{ mm}; \; d_{23} = 0,35 \text{ mm}.$$

• Se calculează aria ocupată de înfășurări în ipoteza că bobinajul se face fără izolație între straturi, utilizînd coeficienții de calcul C_2 din tabelul AI.1 (în acest caz există doar izolație între primar și secundar, precum și la exteriorul bobinajului):

$$A_1 = \frac{792}{470} = 1,7 \text{ cm}^2;$$

$$A_2 = 2\left(\frac{71}{127}\right) + \frac{25}{594} = 1,17 \text{ cm}^2.$$

- Se calculează aria totală ocupată de înfăşurări:

$$A_{tot} = 1,7 + 1,17 = 2,87 \text{ cm}^2.$$

- Se dimensionează tola necesară pentru $\gamma_{optim} = 0,7$, astfel:

$$a \text{ [mm]} = 6,9 \sqrt{2,87} = 11,6 \text{ mm}.$$

○ **Observaţie.** Se alege tola STAS E 12,5 şi se verifică γ cu tola aleasă:

$$\gamma_{STAS} = \frac{2,87}{0,03 \cdot 12,5^2} = 0,612 < 0,7;$$

deci, tola STAS este bine aleasă.

- Se calculează apoi grosimea pachetului de tole, b, cu relaţia:

$$b = \frac{11,18}{0,02 \cdot 12} = 46,5 \text{ mm}.$$

- Numărul de tole necesar, cu grosimea $g = 0,35$ mm, va fi:

$$N = \frac{46,5}{0,35} = 133 \text{ tole}.$$

ÎNTREBĂRI

1. Ce influenţă are frecvenţa reţelei asupra secţiunii transformatorului de reţea (de ex. $f = 60$ Hz) dacă $n_0 =$ *constant* şi $B_{max} =$ *constant*?
2. Cum se alege diametrul conductoarelor de bobinaj, în cazul că nu rezultă prin calcul o valoare standardizată?
3. Cum se alege tipul de tolă, dacă din calcul nu rezultă o valoare standardizată?

PROBLEME

1) *Să se proiecteze transformatorul de reţea al unui TV color, care trebuie să asigure în secundar o tensiune de* 105 *V/1A, precum şi o înfăşurare de joasă tensiune de* 12 *V/1,5A* ($U_1 = 220$ *V/50 Hz; fără izolaţie între straturi;* $n_0 = 48 / S_{Fe}$ [cm²]).

Răspuns: $n_1 = 730$ sp; $n_{21} = 384$ sp; $n_{22} = 44$ sp;
$d_1 = 0,55$ mm; $d_{21} = 0,65$ mm; $d_{22} = 0,8$ mm;
tolă E 16; $N = 129$ tole cu grosimea de 0,35 mm.

2) *Reţeaua de la bordul unui avion are tensiunea* $U_1 = 220$ V/$f = 400$ *Hz. Să se proiecteze un transformator de reţea care lucrează în aceste condiţii în primar, ştiind că în secundar trebuie să asigure o tensiune de* 48 *V/1A, precum şi o tensiune pentru un bec de semnalizare de* 12*V/0,05A* ($B_{max} = 0,66$ T; *tole de 0,35 mm grosime); cu izolaţie între straturi.*

Răspuns: $n_1 = 145$ sp; $n_{21} = 35$ sp; $n_{22} = 9$ sp;
$d_1 = 0,35$ mm; $d_{21} = 0,65$ mm; $d_{22} = 0,15$ mm;
tolă E5; $N = 260$ tole, cu grosimea de 0,35 mm.

ANEXA II

DIMENSIONAREA REZISTOARELOR CU STRATURI GROASE

AII.1. Dimensionarea rezistoarelor dreptunghiulare

● **Pentru rezistoare cu aspect supraunitar** ($L > l$) *se determină lățimea rezistorului*, adică latura pătratului:

$$l = \sqrt{\frac{P\rho_s}{P_a R_n}}, \qquad \text{(AII.1)}$$

unde:

P este puterea disipată de rezistor la temperatura maximă de lucru;

R_n — valoarea rezistorului neajustat (cca. 70% din R — valoarea necesară în circuit);

P_a — densitatea admisibilă de putere a peliculei, la temperatura maximă;

ρ_s — rezistivitatea superficială a cernelii alese.

Dacă l rezultă mai mic de 0,02 inch (0,5 mm), se mărește la 0,02 inch sau, preferabil, chiar la 0,03 inch (0,75 mm).

Lungimea L a rezistorului se determină cu relația:

$$L = \frac{lR_n}{\rho_s}. \qquad \text{(AII.2)}$$

● **Pentru rezistoare cu raport invers de aspect** (numărul de pătrate pe direcția curentului mai mic decît cel pe direcție perpendiculară, deci $l > L$), *se determină întîi lungimea L, apoi lățimea l ale rezistorului*:

$$L = \sqrt{\frac{PR_n}{P_a \rho_s}} \quad \text{și} \quad l = \frac{L\rho_s}{R_n}. \qquad \text{(AII.3)}$$

○ **Notă.** După aflarea dimensiunilor geometrice, se verifică puterea disipată de rezistor în circuit:

$$P = P_a A_{min} = P_a L l_{min} = P_a L\,(0{,}2 \div 0{,}5)l, \qquad \text{(AII.4)}$$

unde:

P este puterea nominală a rezistorului;
P_d — densitatea de putere a peliculei la temperatura maximă de lucru;
$A_{min} = L \cdot l_{min}$ — aria rezistorului după ajustare;
L — lungimea rezistorului;
l — lățimea rezistorului înainte de ajustare;
$l_{min} = (0,2 — 0,5)l$ — lățimea rezistorului ajustat.

AII.2. Dimensionarea rezistoarelor în formă de „pălărie"

Dimensiunile L, L_1, L_2, l și l' ale rezistorului „pălărie" fiind cele arătate în figura AII.1, iar semnificațiile mărimilor fiind cele din relațiile (AII.1) și (AII.4), *se determină lățimea* l (latura pătratului) *a rezistorului neajustat*:

$$l = \sqrt{\frac{P \rho_s}{P_d R_n}}. \qquad \text{(AII.5)}$$

Dacă l rezultă mai mic de 0,02 inch (0,5 mm) se crește valoarea sa la 0,02 inch, sau — dacă este posibil — la 0,03 inch (0,76 mm).

Lungimea totală L a rezistorului va fi:

$$L = \frac{l R_n}{\rho_s}. \qquad \text{(AII.6)}$$

Dacă rezultă $L \leqslant 5\,l$, se recurge la varianta „rezistor dreptunghiular", iar dacă $L > 5\,l$ se adoptă forma „pălărie".

Valoarea rezistorului de arie Ll trebuie să fie mai mică decît valoarea calculată pentru rezistorul neajustat, din cauza neuniformităților gradientului de tensiune care apar în zona centrală a pălăriei. Rezistența acestei zone se alege de 0,5—0,7 din valoarea $\frac{L_2}{l}\rho_s$, ajungînd la valoarea nominală prin ajustare. Pentru a fi posibilă ajustarea, distanța L_2 dintre brațele paralele ale rezistorului trebuie să fie de minimum 0,03 inch (0,76 mm), iar lungimea L_1 — cel puțin o latură de pătrat. În aceste condiții rezultă lungimea L_3 (din figura AII.1):

$$L_3 = 2\,l + 0,03 \text{ [inch]}. \qquad \text{(AII.7)}$$

Ținînd seama că rezistivitatea pătratelor din colțurile comune la două brațe perpendiculare este jumătate din rezistivitatea unui pătrat normal (v. fig. AII.1), *rezistența totală a rezistorului ajustat* va fi:

$$R = \rho_s \cdot \left(2\,\frac{L - L_2}{l} + 4 \cdot \frac{1}{2} + \frac{0,03}{l} + 2\,\frac{l' - l}{l}\right). \qquad \text{(AII.8)}$$

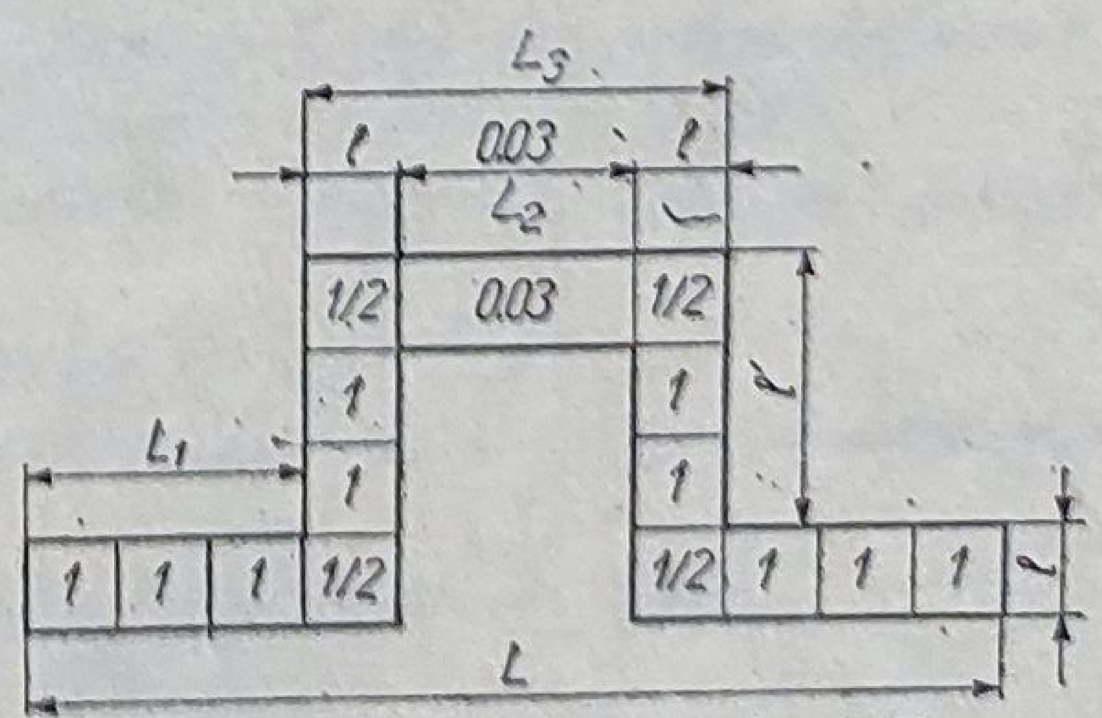


Fig. A.II.1. Dimensiuni orientative pentru rezistorul „pălărie".

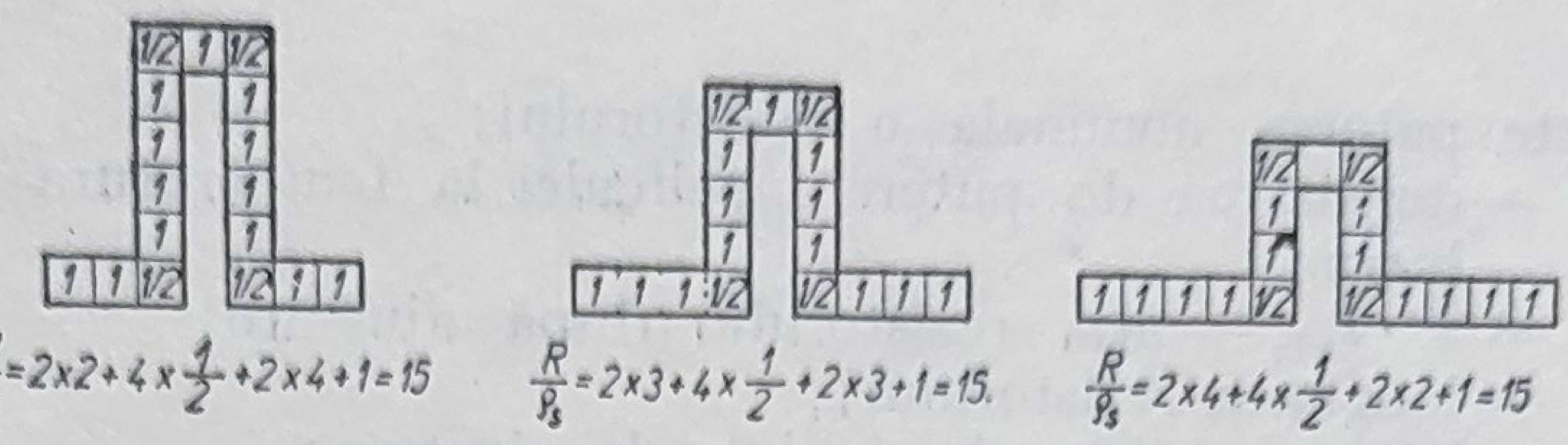


Fig. AII.2. Rezistor „pălărie" cu aceeași rezistență, în diferite configurații.

Pentru compensarea aproximațiilor făcute și pentru a se asigura în final valoarea nominală a rezistorului, se proiectează o valoare de 1,5 ori mai mare decît valoarea R, deci:

$$1{,}5R = \rho_s\left(2\frac{L - L_2}{l} + 2 + \frac{0{,}03}{l} + 2\frac{l' - l}{l}\right), \tag{AII.9}$$

de unde înălțimea l' a pălăriei rezultă:

$$l' = l\left(0{,}75\frac{R}{\rho_s} + 1\right) - (L + 0{,}015) \text{ [inch]}. \tag{AII.10}$$

Urmînd modul de proiectare expus, rezistența căutată se poate obține cu diferite configurații (fig. AII.2).

BIBLIOGRAFIE

1. * * * STAS 9071/71. *Diametrele terminalelor condensatoarelor și rezistoarelor. Valori preferențiale.*
2. * * * STAS 9614/1-74. *Potențiometre. Terminologie. Clasificare.*
3. * * * STAS 9109/1-74. *Caracteristici tricromatice ale culorilor utilizate la marcarea condensatoarelor și rezistoarelor.*
4. * * * STAS 10442/1-75. *Rezistoare fixe. Terminologie.*
5. * * * STAS 6838/78. *Rezistoare și condensatoare. Valori nominale și toleranțe pentru rezistențe și capacități.*
6. * * * STAS 10442/4-76. *Rezistoare fixe. Metode de încercare.*
7. * * * STAS 9603/74. *Componente electronice pasive. Reguli generale de verificare a condițiilor tehnice de calitate.*
8. Cătuneanu V. M. ș.a. *Tehnologie electronică.* Ed. I.P.B. 1977.
9. Cătuneanu V. M. ș.a. *Materiale și componente electronice.* Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1972.
10. Săvescu M. ș.a, *Tehnologia de fabricație a pieselor radio-electronice,* Ed. Tehnică, București, 1968.
11. Cătuneanu, V. ș.a. *Materiale pentru electronică.* E.D.P. București, 1982.
12. Grabowski, B. *Components d'electronique, Aide-memoire,* Paris, 1977.
13. Lemeunier, P. *La microelectronique hybride-ou en est-on.* Electronique et applications industrielles, nr. 231, 1977.
14. Mills, E. C. *Resistance to change,* Electron, nr. 135, 1978.
15. Payne, A. J. *Variable resistors — which direction?* Electron nr. 135, 1978.
16. * * * *Focus on passive components,* Electron, nr. 93, 1976.
17. * * * *Resistors and capacitors — Special supplement,* Electron, nr. 165, 1979.
18. * * * *First Unofficial Thick Film Symposium, Microelectronics and Reliability,* Pergamon Press, Oxford, 1968.
19. Manolescu, A. M. *Realizarea rezistențelor de precizie în tehnologia straturilor subțiri,* Automatica și electronica, vol. 17, nr. 5, 1973.
20. * * * STAS 10307/75. *Fiabilitatea produselor industriale. Indicatori de fiabilitate.*
21. * * * *Catalog de rezistoare.* ICEP — Curtea de Argeș, 1975.
22. * * * *Series des valeurs normales pour resistances et condensateurs,* Publication C.E.I. 63, 1963.
23. Berry, R. ș.a. *Thin Film Technology,* Van Nostrend, 1968.
24. * * * Dale — Thick Film Resistors, 1978.
25. * * * STAS 8174/77. *Fiabilitate, disponibilitate și mentenabilitate.*

26. * * * *System Technology — Bell Laboratories*, 1970.
27. * * * STAS 737/76. *Sistemul internațional de unități* (S.I.).
28. Höft, H. *Passive elektronische Bauelemente*, VEB Verlag Technik Berlin, 1977.
29. * * * *Catalog de condensatoare*, IPRS Băneasa.
30. Dragomirescu M., Svasta P., Dragomirescu O. *Materiale și componente electronice*. Îndrumar de laborator, Institutul Politehnic București, 1973.
31. Timotin A. *Lecții de Bazele electrotehnicii*. Editura Didactică și Pedagogică, 1966.
32. Săvescu, M. *Circuite electronice liniare*. Editura Didactică și Pedagogică. București, 1968.
33. Bărbat B. *Transformatoare de joasă frecvență*. Editura Tehnică, București, 1967.
34. Alder R. B., Smith A. C. *Introduction to semiconductor physic*, Wiley, New-York, 1964.
35. Cătuneanu, V. M., Buznea D. ș.a. *Semiconductoarele în telecomunicații*. Editura Tehnică, București, 1962.
36. Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*. Editura Academiei, București, 1962.
37. Drăgănescu M. *Electronica corpului solid*, Editura Tehnică, București, 1972.
38. Gray P. E., De Witt D., Boothroyd A. R., Gibbons J. E. *Physical electronics and circuit models of transistors*, Wiley, New-York, 1964.
39. Gray P. E., Searle C. L. *Bazele electrotehnicii moderne* — vol. I. Editura Tehnică, București, 1973.
40. Grove A. S. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Editura Tehnică, București, 1973.
41. Kittel. *Introducere în fizica corpului solid*. Editura Tehnică, București, 1973.
42. Ciobanu, Gh. *Fizica stării solide*. Editura Tehnică, București, 1982.
43. Sevin L. J. *Les transsistors á efect de champ* — Dunod, Paris, 1967.
44. Ristea, I., Bodea M. ș.a. *Tranzistoare cu efect de cîmp*, Editura Tehnică, București, 1972.
45. Sze S. M. *Physic of semiconductor devices* — Wiley, New-York, 1969.
46. Hanke M., Fabian H. *Tehnologie electronischer Baugruppen*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1977.
47. Dummer, G. W. *Electronic components*, Oxford, Pergamon Press, 1966.
48. Harper, A. C. *Handbook of thick film hybrid microelectronic*. Mc. Grow-Hill, London, 1974.
49. Roddy, D. *Inițiere în microelectronică*. Ed. Tehnică, București, 1982.
50. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. *Circuite integrate liniare*. Ed. Tehnică, București, 1976.

Plan editură Nr. 9330.
Coli de tipar: 21, 25.
Bun de tipar: 4. 12. 84.

Tiparul executat sub comanda
nr. 1314 la
Întreprinderea poligrafică
„13 Decembrie 1918",
str. Grigore Alexandrescu nr. 89-97
București,
Republica Socialistă România